

THESES

présentées

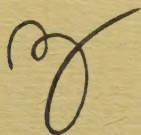
à la Faculté des Sciences de l'Université de Nantes

pour obtenir

le GRADE de DOCTEUR -INGENIEUR

par

L. PERREAU



1^{ère} THESE : Contribution à l'identification des processus par des signaux de durée finie - Application et correction par réseaux à l'ordinateur.

2^{ème} THESE : *Propositions données par la Faculté.*

Soutenues le 16 octobre 1967 devant la Commission d'Examen

M. MEZENCEV Président

M. PIRONNEAU	}	Examineurs
M. PERRET		
M. LE SQUIN		

THESES

présentées

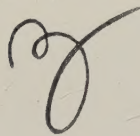
à la Faculté des Sciences de l'Université de Nantes

pour obtenir

le GRADE de DOCTEUR -INGENIEUR

par

L. PERREAU



1^{ère} THESE : Contribution à l'identification des processus par des signaux de durée finie - Application et correction par réseaux à l'ordinateur.

2^{ème} THESE : *Propositions données par la Faculté.*

Soutenues le 16 octobre 1967 devant la Commission d'Examen

M. MEZENCEV Président

M. PIRONNEAU }
M. PERRET } Examineurs
M. LE SQUIN }

FACULTE DES SCIENCES

<i>Doyen</i>	M. BRILLOUET	
<i>Assesseur</i>	M. GARRIGUES	
<i>Professeurs</i>	MM. BRILLOUET	<i>Sciences Mathématiques</i>
	MOLINARO	
	PAUC	
	PETRESCU	
	PIRONNEAU	
	RAFFIN	
	RAVILLY	
	VIVIER	
	AVIGNON	<i>Sciences physiques</i>
	BOULLLOUD	
	COLLET	
	MEZENECV	
	MINN	
	MOUTON	
	DUNOYER	<i>Sciences chimiques</i>
	GOBIN	
	GRAFF	
	QUINIOU	
	WOJTKOWIAK	
	M ^{lle} DEBRAUX	<i>Sciences biologiques</i>
	MM. DUPONT	
	GARRIGUES	
	PIERI	
	SELLIER	
	OTTMANN	<i>Sciences de la Terre</i>
<i>Maîtres de Conférences</i>	MM. JOLIVET A.	<i>Sciences Mathématiques</i>
	LAMEAU	
	IBISCH, M.C. associé	
	BARDON	<i>Sciences physiques</i>
	GOUREAUX	
	GRANGE	
	GUEVEL	
	LASKAR	
	M ^{lle} OFFRET	
	MM. SULMONT	
	JOLIVET J.	<i>Sciences chimiques</i>
	MARTIN	
	POINTEAU	
	ROUXEL	
	TOURNOUX	
	AMOURIQ	<i>Sciences biologiques</i>
	M ^{lle} ASTIE	
	M ^{me} LE DOUARIN	
	MM. LE DOUARIN	
	CAVET	<i>Sciences de la Terre</i>
	FORESTIER	
<i>Secrétaire</i>	M. PAILLET	

A mes parents

Que Monsieur MEZENECV trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour le dévouement et la patience avec lesquels il a dirigé mes travaux.

J'exprime toute ma gratitude à Messieurs les Professeurs qui ont bien voulu me faire l'honneur de composer le Jury.

Je tiens aussi à remercier mes camarades, en particulier, ceux du laboratoire d'Electrotechnique et de Servomécanismes et du Centre de Calcul pour l'aide qu'ils m'ont apportée, ainsi que tous ceux qui ont contribué à la présentation de ce Mémoire.

INTRODUCTION

Dans ce travail nous avons poursuivi les buts suivants :

I - Systématiser et améliorer l'identification des processus par des signaux de durée finie.

Dans ce but nous proposons une forme de signal qui permet d'améliorer la précision sur la détermination de la fonction de transfert d'un système donné pour les fréquences élevées. Nous donnons la méthode d'utilisation de ces signaux.

II - Faire des programmes pour ordinateur de telle sorte qu'à partir de la réponse fréquentielle on puisse obtenir la fonction de transfert sous la forme d'un rapport de deux polynômes et calculer le réseau correcteur nécessaire.

Nous avons deux programmes annexes :

a) Le premier permet à partir de l'échantillonnage d'un signal de durée finie s'appliquer au système en étude et de la réponse correspondante de déterminer la réponse fréquentielle du système à identifier.

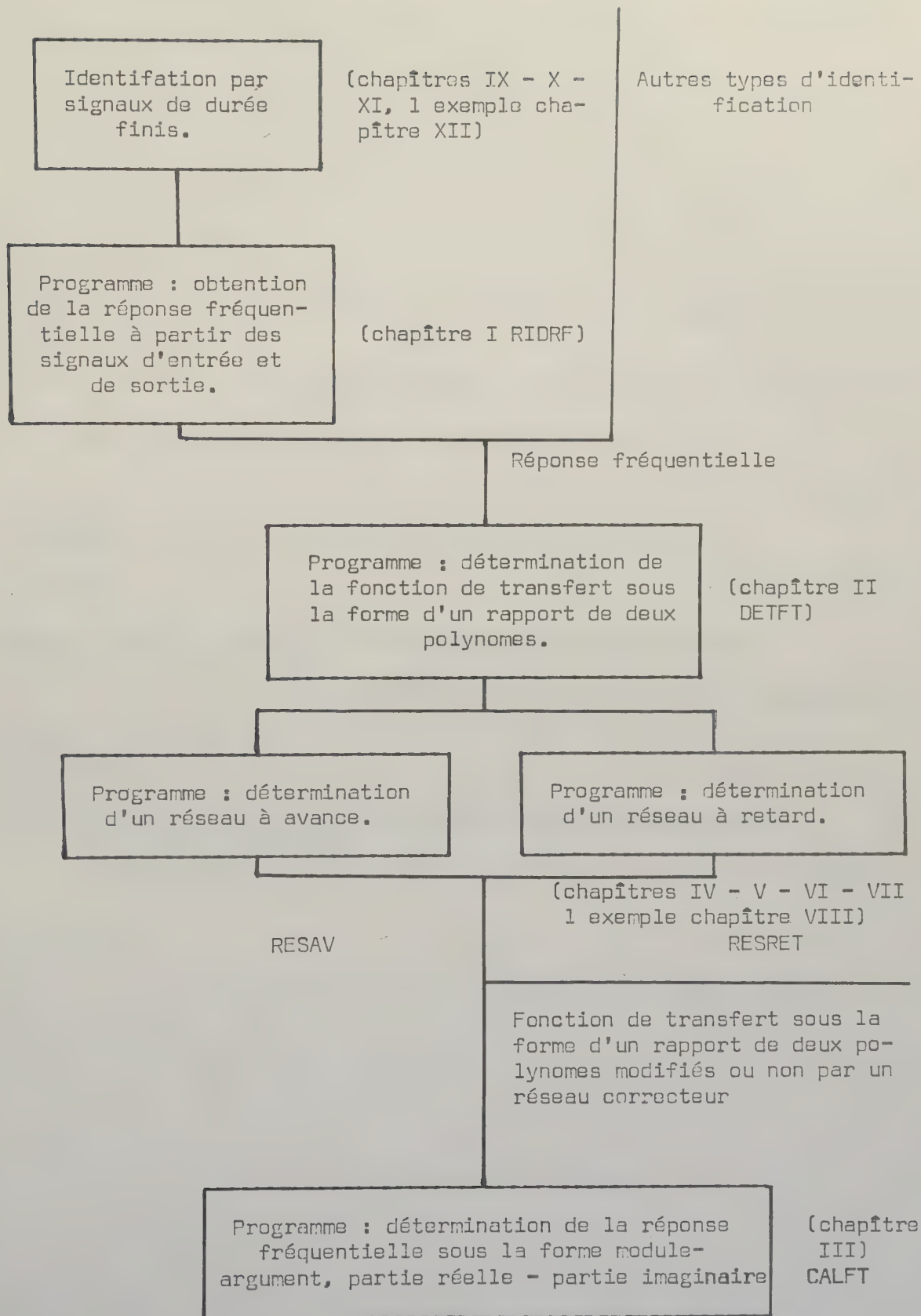
b) Le second permet de tracer dans le plan de Black ou de Nyquist une fonction de transfert donnée sous la forme d'un rapport de deux polynômes modifiée ou non par un réseau correcteur.

Le diagramme suivant permet de voir les liaisons entre les dif-

férents points de travail.

Les programmes ont été préparés en vue de leur emploi sur une machine IBM 650 et leur rédaction symbolique a été faite en langage PASO.

Le détail de ces programmes est reporté en annexe I afin de ne pas encombrer le texte, tandis que les entrées et sorties, en vue de l'emploi des paquets de cartes, sont rassemblées en annexe II.



Ce mémoire est présenté de la façon suivante :

- Tout d'abord un exposé qui se subdivise comme suit :

- Une première partie (ch. I, II, III) traite les programmes RIDRF, DETFT, CALFT.

- Une deuxième partie (ch. IV à VIII) traite les programmes RESAV et RESRET.

- Une troisième partie (ch. IX à XII) traite l'identification des processus par des signaux de durée finie.

- Puis deux annexes :

La première donne des détails sur les différents programmes et la seconde en donne le mode d'emploi pour I. B. M. 650 standard.

PREMIERE PARTIE

PROGRAMMES

CHAPITRE I

DETERMINATION DE LA REPONSE FREQUENTIELLE A PARTIR DE LA
REPONSE A UNE IMPULSION

CHAPITRE II

DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT SOUS LA FORME D'UN
RAPPORT DE DEUX POLYNOMES

CHAPITRE III

CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT POUR DIFFERENTES VALEURS
DE LA PULSATION

CHAPITRE I

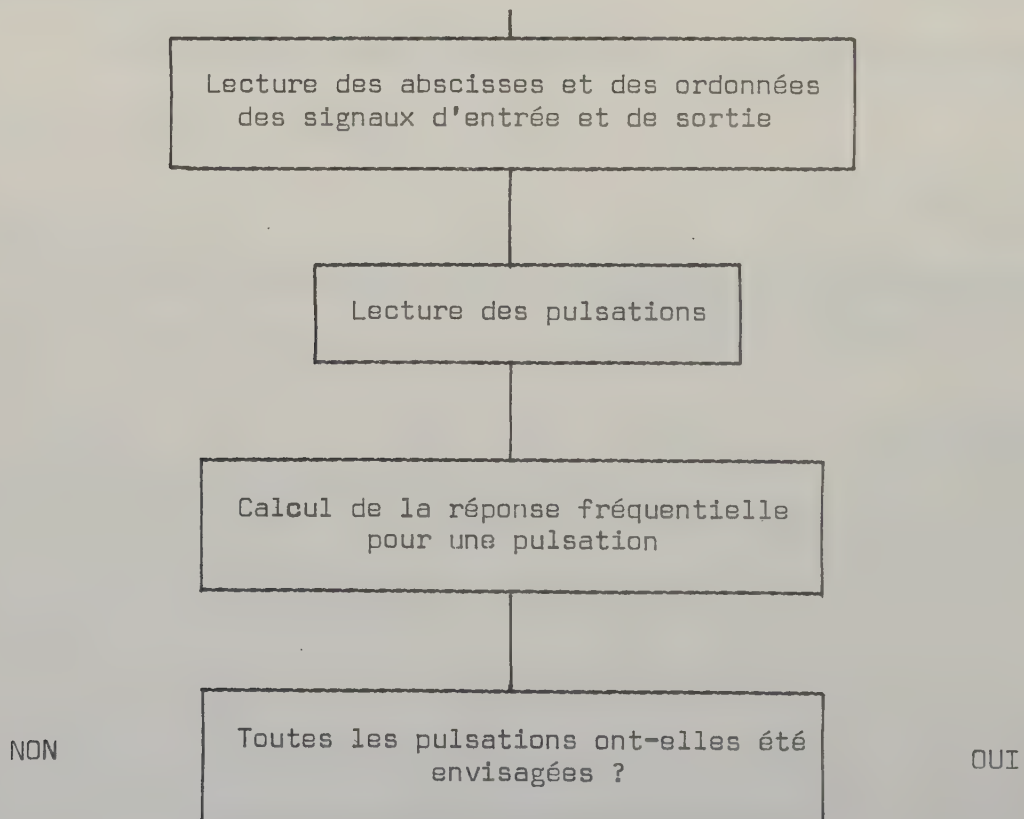
DETERMINATION DE LA REPONSE FREQUENTIELLE A PARTIR DE LA REPONSE A UNE IMPULSION

I - 1. BUT

Ce programme est destiné à calculer la réponse fréquentielle à partir de l'échantillonnage de l'impulsion d'entrée et de sa réponse.

Nous ne donnerons pas de détail sur le programme mais seulement la méthode de calcul utilisée et l'organigramme général.

I - 2. ORGANIGRAMME GENERAL



I - 3. CALCUL DE LA REPONSE FREQUENTIELLE

Soit un signal $f(t)$ donné sous la forme d'un échantillonnage.

Fin du
Programme

Nous voulons la partie réelle et la partie imaginaire de sa transformée de Fourier: F :

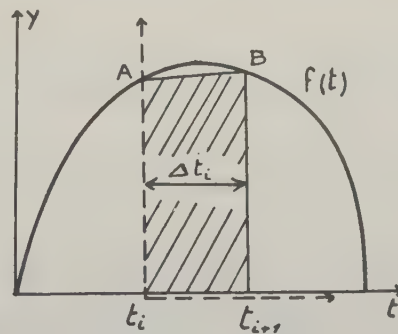
$$\text{Soit } \int_0^T f(t) \cos \omega t dt \text{ et } \int_0^T f(t) \sin \omega t dt$$

1°) Méthode d'intégration proposée

Nous allons encore décomposer l'intervalle d'intégration en un certain nombre de segments de longueur t_i et approcher la fonction par un segment de droite entre deux valeurs t_i et t_{i+1} .

Nous allons considérer un des trapèzes $t_i, t_i + 1$ et nous plaçons l'origine en t_i

Figure I.I.



Nous calculons alors la valeur exacte de la transformée de Fourier $R_i(\omega) + j I_i(\omega)$ du segment AB qui approche la courbe, puis nous ramenons l'origine à sa place initiale (théorème de la translation de la transformée de Fourier). La contribution du segment AB dans la transformée de Fourier F est :

$$\left[R_i(\omega) + j I_i(\omega) \right] e^{-j \omega t_i}$$

On aura donc :

$$F = \sum_i \left[R_i(\omega) + j I_i(\omega) \right] e^{-j \omega t_i}$$

Explicitons les valeurs de $R_i(\omega)$ et $I_i(\omega)$

Après déplacement de l'origine en t_i , l'équation du segment de droite AB qui approche la courbe entre t_i et $t_i + 1$ est :

$$y = \frac{Y_{i+1} + 1 - Y_i}{t_i} t + y_i$$

La transformée de Fourier de l'impulsion hachurée AB est donc telle que (l'origine étant transportée en t_i) :

$$R_i(\omega) \int_0^{t_i} \left[\left(\frac{y_{i+1} - y_i}{\Delta t_i} \right) t + y_i \right] \cos \omega t dt = \frac{y_{i+1}}{\omega} \sin \omega \Delta t_i - \frac{2y_{i+1}}{\omega \Delta t_i} \sin^2 \frac{\omega \Delta t_i}{2}$$

$$I_i(\omega) \int_0^{t_i} \left[\left(\frac{y_{i+1} - y_i}{\Delta t_i} \right) t + y_i \right] \sin \omega t dt = - \frac{y_{i+1} - y_i}{\omega} \cos \omega \Delta t_i + \frac{y_{i+1} - y_i}{\omega \Delta t_i} \sin \omega \Delta t_i + \frac{2y_i}{\omega} \sin^2 \frac{\omega \Delta t_i}{2}$$

La valeur des parties réelle et imaginaire de la transformée de Fourier de $f(t)$ sont donc :

$$\text{Partie réelle : } \sum_i \left[(R_i \cos \omega t_i - I_i \sin \omega t_i) \right] = A$$

$$\text{Partie imaginaire : } \sum_i \left[(R_i \sin \omega t_i + I_i \cos \omega t_i) \right] = B$$

2°) Erreur de méthode :

Nous pourrions calculer exactement cette erreur. En effet Δy , écart entre la fonction et son approximation par des segments de droite est, sur un intervalle élémentaire $(0, \Delta t)$ égale à $\frac{t^2 - t \Delta t}{8} M_2$, M_2 étant une valeur supérieure à la dérivée seconde sur l'intervalle.

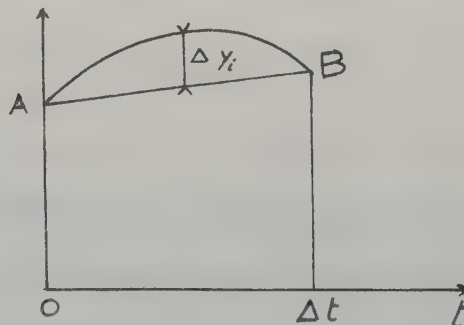


Figure I.2.

Par exemple, l'erreur de méthode sur le terme A est égale à

$$A = \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta t_i} \Delta y_i \cos \omega t \, dt \text{ qui conduit à}$$

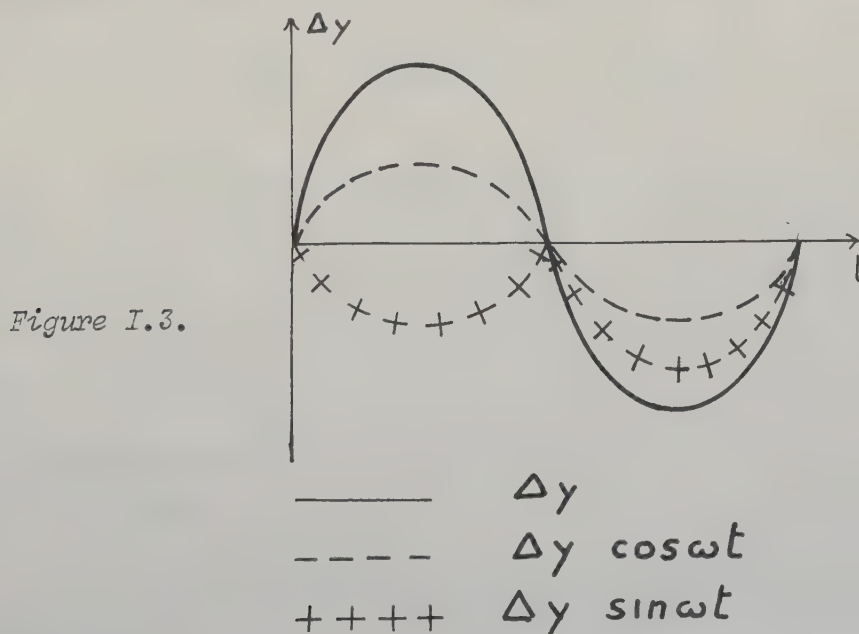
$$A = \sum_{i=1}^n \left[\frac{\Delta t_i}{\omega^2} \cos^2 \frac{\omega \Delta t_i}{2} - \frac{1}{\omega^3} \sin \omega \Delta t_i \right] \frac{M_2}{4}$$

mais il est beaucoup plus simple d'envisager la question graphiquement.

Si nous traçons la courbe Δy en fonction du temps, nous obtenons une succession d'arcs de paraboles.

Nous représentons $\Delta y \cos \omega t$ et $\Delta y \sin \omega t$ par la courbe en pointillé de la figure I.3. Un majorant de l'erreur d'intégration sera donné par la somme des valeurs absolues des surfaces comprises entre la courbe et l'axe des t .

De l'allure de ces courbes, nous déduisons que la borne supérieure de l'erreur d'intégration de $f(t) \cos \omega t$ et $f(t) \sin \omega t$ est inférieure à l'erreur faite sur l'intégration de $f(t)$



La valeur réelle de l'erreur (somme algébrique des surfaces comprises entre la courbe et l'axe des t) sur l'intégration de $f(t) \cos \omega t$

et $f(t) \sin \omega t$ peut être supérieure à celle commise sur l'intégration de $f(t)$, (moins bonne compensation entre les surfaces positives et les surfaces négatives) mais la précision à Δt donnée augmentera avec (augmentation de la compensation entre surfaces positives et surfaces négatives).

L'utilisateur de la méthode choisira donc son pas de façon à obtenir une bonne approximation par segments de droite de la courbe $f(t)$; il est ainsi certain d'obtenir la transformée de Fourier avec une erreur de méthode faible devant les erreurs d'échantillonnage.

CHAPITRE II

DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT SOUS LA FORME D'UN RAPPORT DE DEUX POLYNOMES

II - 1. AVERTISSEMENT

Cette méthode a été exposée dans un article de : E. C. Levy -
IRE Transactions on automatic control (mai 1959) sous le titre "complex
curve fitting"

C'est une méthode fondée sur celle des moindres carrés ; elle
est améliorée par une itération. C. K. Sanathaman et J. Koermer IEE.
Transactions on automatic control (janvier 1963) sous le titre "Transfer
functions synthesis as a ratio of two complex polynomials".

II - 2. BUT

On veut déterminer la fonction de transfert comme le rapport de
deux polynômes :

$$G(j\omega) = \frac{P_0 + P_1(j\omega) + P_2(j\omega)^2 + P_3(j\omega)^3 + \dots}{1 + q_1(j\omega) + q_2(j\omega)^2 + q_3(j\omega)^3 + \dots}$$

A partir d'un enregistrement ou d'une série de mesures nous don-
nant :

$$|G(j\omega)| = f(\omega)$$

$$\angle G(j\omega) = \varphi(\omega)$$

II - 3. METHODE SIMPLE

II - 3.1. Théorie

Séparons les parties réelles et imaginaires du numérateur et du
dénominateur

$$G(j\omega) = \frac{(P_0 - P_2\omega^2 + P_4\omega^4 - \dots) + j(\omega)(P_1 - P_3\omega^2 + P_5\omega^4 - \dots)}{(1 - q_2\omega^2 + q_4\omega^4 - \dots) + j(\omega)(q_1 - q_3\omega^2 + q_5\omega^4 - \dots)}$$

Nous remarquons que nous avons posé $q_0 = 1$ pour des raisons de commodité qui apparaîtront en cours de calcul.

$$(1b) \quad G(j\omega) = \frac{\alpha + j\omega\beta}{\sigma + j\omega\tau} = \frac{N(\omega)}{D(\omega)} \quad (1c)$$

Considérons la fonction $F(j\omega)$ que nous appellerons la "fonction brute" qui représente la fonction de transfert qui passe par tous les points expérimentaux.

L'écart de lissage est :

$$\mathcal{E}(\omega) = F(j\omega) - G(j\omega) \quad (2a)$$

$$= F(j\omega) - \frac{N(\omega)}{D(\omega)} \quad (2b)$$

$$D(\omega)\mathcal{E}(\omega) = D(\omega)F(j\omega) - N(\omega) \quad (3)$$

On peut évidemment écrire le premier terme de cette égalité :

$$D(\omega)\mathcal{E}(\omega) = a(\omega) + jb(\omega) \quad (4)$$

a et b sont des fonctions de la fréquence et des coefficients inconnus

P_1 et q_1 à une fréquence expérimentale donnée ω_k ; nous avons :

$$D(\omega_k)\mathcal{E}(\omega_k)^2 = a^2(\omega_k) + b^2(\omega_k) \quad (5)$$

Nous allons utiliser une méthode des moindres carrés pondérés, c'est-à-dire que nous allons minimiser l'expression E suivante par rapport à chacun des coefficients :

$$E = \sum_{k=0}^m [a^2(\omega_k) + b^2(\omega_k)] \quad (6)$$

La fonction de pondération étant par conséquent $D(\omega)$: (Voir la justification dans le § "Discussion").

Ecrivons E sous la forme suivante :

$$E = \sum_{k=0}^m \left[(R_k \sigma_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k)^2 + (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \beta_k)^2 \right]$$

en se servant de (1b) et de (2).

On dérive E par rapport à chacun des coefficients p_1 et q_1 , et on annule chacune de ces dérivées ; on obtient le système :

$$\frac{\partial E}{\partial p_0} = \sum_{k=0}^m -2 (\sigma_k R_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial p_1} = \sum_0^m -2 \omega_k (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \theta_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial p_2} = \sum_0^m +2 \omega_k^2 (\sigma_k R_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial p_3} = \sum_0^m +2 \omega_k^3 (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \theta_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial q_1} = \sum_0^m -2 \omega_k I_k (\sigma_k R_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) + 2 \omega_k R_k (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \theta_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial q_2} = \sum_0^m -2 \omega_k^2 R_k (\sigma_k R_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) - 2 \omega_k^2 I_k (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \theta_k) = 0$$

$$\frac{\partial E}{\partial q_3} = \sum_0^m +2 \omega_k^3 I_k (\sigma_k R_k - \omega_k \tau_k I_k - \alpha_k) - 2 \omega_k^3 R_k (\omega_k \tau_k R_k + \sigma_k I_k - \omega_k \theta_k) = 0$$

En posant : $\alpha_k = p_0 - \alpha'_k$

$$\vartheta_k = p_1 - \vartheta'_k$$

$$\sigma_k = 1 - \sigma'_k$$

$$\tau_k = q_1 - \tau'_k$$

On peut écrire le système :

$$\sum_{k=0}^m p_0 - \alpha'_k + R_k \sigma'_k + \omega_k I_k q_1 - \omega_k I_k \tau'_k = \sum_{k=0}^m R_k$$

$$\sum_{k=0}^m \omega_k^2 (p_1 - \vartheta'_k) + \omega_k I_k \sigma'_k - \omega_k^2 R_k (q_1 - \tau'_k) = \sum_{k=0}^m \omega_k I_k$$

$$\sum_{k=0}^m \omega_k^2 R_k \sigma'_k + \omega_k^3 I_k (q_1 - \tau'_k) + \omega_k^2 (p_0 - \alpha'_k) = \sum_{k=0}^m \omega_k^2 R_k$$

$$\sum_{k=0}^m \omega_k I_k (p_0 - \alpha'_k) - \omega_k^2 R_k (p_1 - \vartheta'_k) + \omega_k^2 (R_k^2 + I_k^2) (q_1 - \tau'_k) = 0$$

$$\sum_{k=0}^m \omega_k^2 R_k (p_0 - \alpha'_k) + \omega_k^3 I_k (p_1 - \vartheta'_k) + \omega_k^2 (R_k^2 + I_k^2) \sigma'_k = \sum_{k=0}^m \omega_k^2 (R_k^2 + I_k^2)$$

$$\sum_{k=0}^m \omega_k^3 I_k (p_0 - \alpha'_k) - \omega_k^4 R_k (p_1 - \vartheta'_k) + \omega_k^4 (R_k^2 + I_k^2) (q_1 - \tau'_k) = 0$$

Pour condenser les notations posons :

$$\lambda_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i$$

$$S_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i R_k$$

$$T_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i I_k$$

II - 3.2. Discussion

a) Cette méthode est une méthode des moindres carrés pondérés la fonction de pondération étant $|D(\omega)|$

$$D(\omega) \varepsilon(\omega) = a(\omega) + jb(\omega)$$

L'écart $|\varepsilon(\omega)|$ tend vers un minimum relatif quand $|D(\omega)|$ est au voisinage de son minimum. Toutefois un minimum de $|D(\omega)|$ correspond à un maximum de $|F(j\omega)|$. Donc pour une valeur donnée de ω le module de l'écart est à peu près proportionnel au module de la fonction. En général ce phénomène n'a que peu de conséquence. Toutefois s'il y en avait l'écart peut être facilement réduit en choisissant un plus grand nombre de points dans la région critique de la courbe.

Par exemple si $F(j\omega)$ a des poles dans le plan complexe de telle sorte que $|D(j\omega)|^2$ varie beaucoup entre les points expérimentaux de fortes erreurs sont introduites.

b) On remarque d'autre part que les coefficients de la matrice étant des sommes de termes proportionnels à des puissances positives de ω , l'influence de ω , lorsque ce terme est petit, est considérablement diminué. On ne peut donc pas avoir un bon lissage pour des faibles valeurs de ω .

Ces causes d'erreurs ont conduit à introduire la méthode itérative suivante :

II - 4. METHODE ITERATIVE DERIVEE DE LA METHODE DES MOINDRES CARRES PONDERES

Dans la méthode précédente on minimise $|D(\omega) \varepsilon(\omega)|^2$ on veut supprimer la fonction de pondération $|D(\omega)|^2$

Posons :

$$\varepsilon_k'' = \frac{\varepsilon_k D(j\omega_k) L}{D(j\omega_k) L - 1} = \frac{F(j\omega_k) D(j\omega_k) L - N(j\omega_k) L}{D(j\omega_k) L - 1}$$

L se réfère à l'ordre d'itération.

A la limite : $D(j\omega_k) L - 1 \rightarrow D(j\omega_k) L$

$$\varepsilon_k'' = \varepsilon_k = F(j\omega_k) - N(j\omega_k) / D(j\omega_k)$$

La fonction de pondération est donc bien supprimée. La méthode est bien une méthode des moindres carrés car :

$$|\varepsilon_k''|^2 = \frac{|F(j\omega_k) D(j\omega_k) L - N(j\omega_k) L|^2}{|D(j\omega_k) L - 1|^2}$$

En posant :

$$W_{KL} = \frac{1}{|D(j\omega_k) L - 1|^2}$$

Le résidu deviendra : $E = \sum_{k=0}^m |\varepsilon_k|^2 W_{KL}$

Et les coefficients λ , S, T, U valent :

$$\lambda_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i W_{KL}$$

$$S_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i R_k W_{KL}$$

$$T_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i I_k W_{KL}$$

$$U_i = \sum_{k=0}^m \omega_k^i (R_k^2 + I_k^2) W_{KL}$$

Les coefficients $q_1, q_2 \dots$ évalués à l'itération précédente $L - 1$ sont utilisés pour évaluer les W_{KL} d'une nouvelle itération.

II - 5. REMARQUE

Lorsque la fonction a un pôle à l'origine c'est-à-dire lorsque son gain pour $\omega = 0$ est infini la méthode précédente ne s'applique pas. Cependant en multipliant le numérateur de $F(j\omega)$ par $(j\omega)^n$, n étant assez grand pour ramener le gain de la fonction pour $\omega = 0$ à une valeur finie, on peut faire le calcul (ne pas oublier alors de multiplier tous les points expérimentaux par $(j\omega)^n$)

Soit $F_M(j\omega)$ la nouvelle fonction à étudier et $G_M(j\omega)$ le résultat

$$G(j\omega) = G_M(j\omega) \frac{1}{(j\omega)^n}$$

CHAPITRE III

CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA PULSATION

III - 1. BUT

Ce programme est destiné au calcul pour toute valeur de $s = j\omega$
de :

a) Soit une fonction complexe de la forme (fonction de transfert simple) :

$$\frac{I}{s^p} \frac{p_0 + p_1 s + \dots + p_n s^n}{q_0 + \dots + q_d s^d}$$

b) Soit une fonction complexe de la forme (fonction de transfert corrigée par un réseau) :

(Réseau à avance) :	$\frac{1}{s^p} \frac{p_0 + \dots + p_n s^n}{q_0 + \dots + q_d s^d}$	$\frac{1 + T_1 s}{1 + (T_1/a)s}$
(Réseau à retard) :	"	$\frac{1 + (T_2/b)s}{1 + T_2 s}$
(Réseau à avance- retard) :	"	$\frac{1 + T_1 s}{1 + (T_1/a)s} \frac{1 + (T_2/b)s}{1 + T_2 s}$

III - 2. SORTIES

Dans le cas a), nous obtenons les valeurs de la fonction de transfert sous la forme "partie réelle, partie imaginaire" et sous la forme "module argument" avec un gain statique ramené à 1.

Dans le cas b) et c), nous obtenons au choix sous les mêmes formes que précédemment :

- Soit la fonction de transfert corrigée seule avec un gain statique ramené à 1 ;

- Soit la fonction de transfert corrigée (avec un gain statique égal à 1)

La fonction de transfert corrigée avec un gain statique égal à 1

Le réseau correcteur

La quantité p_0/q_0 (égale au gain statique lorsque $p = 0$) est donnée à part en décibel.

III - 3. DEROULEMENT DE LA SEQUENCE

Ce programme peut se dérouler de deux façons différentes :

a) Soit en faisant lire des cartes où les valeurs de la pulsation (ou de la fréquence) sont perforées, en quel cas deux possibilités :

1° - Le module de la fonction de transfert n'est perforé en sortie que s'il est compris entre + 34 et - 40 db (zone utile pour une construction de courbes).

2° - Le calcul est effectué pour toutes les valeurs de la pulsation (ou de la fréquence) données.

b) Soit avec un pas automatique, ceci en vue de la construction précise d'une courbe. Le pas est automatiquement choisi par la machine, de telle sorte qu'entre deux points consécutifs, la variation de module n'excède pas 1 db et la variation d'angle 5°. Les valeurs de la fonction de transfert ne sont perforées que si le module est compris entre + 34 et -40 db. La machine ne devra alors connaître que les valeurs initiales et finales de la pulsation (ou de la fréquence).

SECONDE PARTIE

RESEAUX CORRECTEURS

CHAPITRE IV : GENERALITES

CHAPITRE V : DETERMINATION DU GAIN APPLICABLE K_1

CHAPITRE VI : RESEAU A AVANCE

CHAPITRE VII : RESEAU A RETARD

CHAPITRE VIII : EXEMPLE

CHAPITRE IV

GENERALITES SUR LES RESEAUX CORRECTEURS

Nous nous proposons de traiter sur ordinateur électronique le problème de la détermination des réseaux correcteurs à avance de phase et à retard de phase à connecter en série avec un système physique donné afin d'en améliorer les performances.

IV - 1. RAPPELS

Ces réseaux ont pour but :

- a) de stabiliser le système asservi étudié
- b) de donner à l'erreur statique une valeur acceptable.

Nous allons tout d'abord donner de brefs rappels théoriques sur les systèmes asservis :

1°) Soit KG la fonction de transfert d'un système

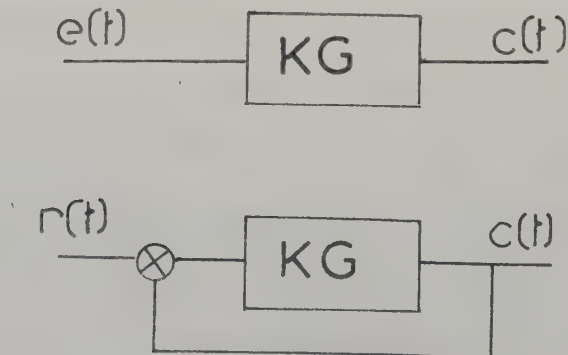


Figure IV.1.

c'est-à-dire le rapport $\frac{C(s)}{E(s)}$

en posant :

$E(s)$ $e(t)$ = signal à l'entrée

$C(s)$ $c(t)$ = signal à la sortie

avec une entrée $r(t)$ $R(s)$, et si nous réinjectons le signal de sortie en vue de le soustraire au signal d'entrée (signal d'erreur) il est aisé de montrer que la fonction de transfert en boucle fermée H prend l'expression suivante :

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{KG}{1 + KG} = H$$

la grandeur $r - c$ représente l'écart (ou l'erreur) de la sortie sur l'entrée.

$$2^\circ) G(j\omega) = \frac{G_1(s)}{s^p} \quad \text{tel que } G_1(0) = 1$$

K est, par définition, le gain statique qu'il faudra ajuster pour répondre à certains impératifs exposés en IV - 1. 4.

3°) Si l'on trace $KG(j\omega)$ dans un plan (phase de KG , module de KG en db), l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée H conduira à la construction d'un abaque dit "de Nichol" et qui comporte dans le plan ci-dessus, les lignes d'égal module M et les lignes d'égal phase de H .

L'abaque possède l'axe -180° comme axe de symétrie (figure IV - 2).

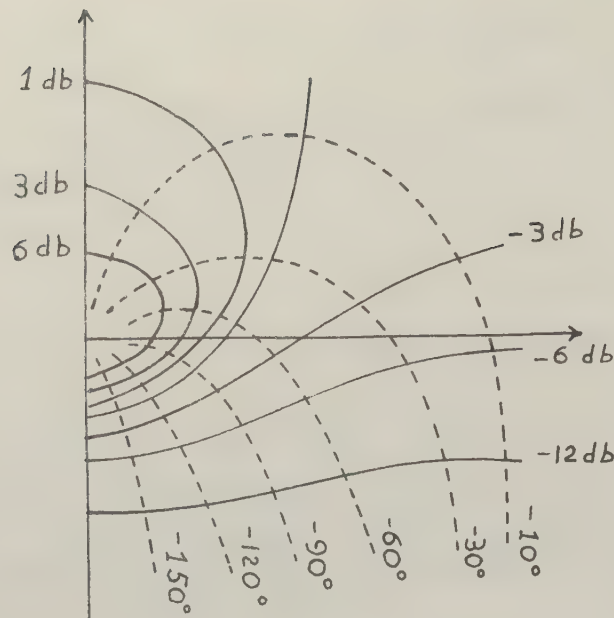


Figure IV.2.

Les courbes en trait plein sont les courbes à module constant. Les courbes en tirets, les courbes à phase constante. Une modification du gain K se traduit dans le plan de la figure par un déplacement vertical de la courbe. Par la suite, seules nous intéresseront les courbes $|H| = M > 1$.

4°) Si, dans l'expression du IV-1-2, $P = 0$ pour une pulsation nulle (phénomène permanent) :

$$H = \frac{K}{1 + K}$$

La sortie sera d'autant plus proche de l'entrée que K sera plus grand et l'erreur du système asservi est donnée par :

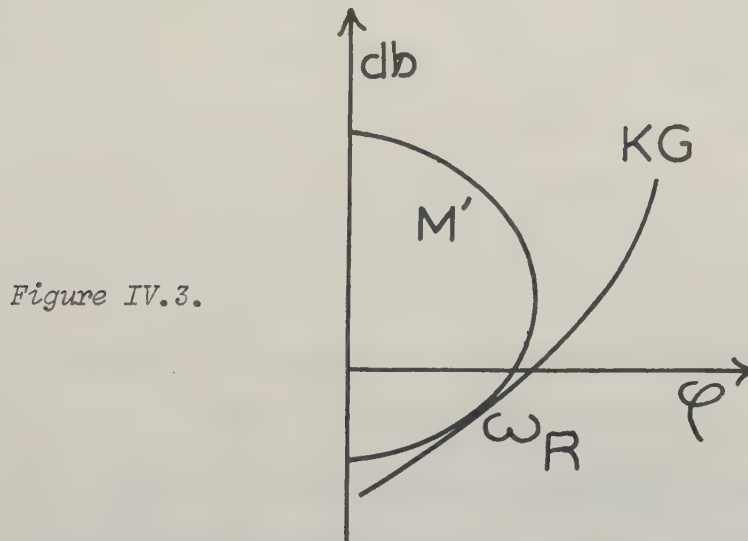
$$C - R = \frac{1}{1 + K}$$

Si $P = n \neq 1$, on montre de même que l'erreur correspondante à une entrée telle que

$$\frac{d^n r}{dt^n} = \text{constante, est } \frac{1}{K}$$

La précision en phénomène permanent est donc améliorée lorsque K augmente. Si l'on s'impose une certaine précision, le gain est déterminé ipso facto.

Le tracé de la courbe KG dans le plan précédemment défini permet de voir, grâce à l'abaque de Nichol, que le système asservi présente, en boucle fermée, et en réponse à une excitation harmonique, une surtension de M' d b pour la pulsation ω_R (figure IV-3).



La valeur de cette surtension caractérise la stabilité du système asservi. Si elle est trop grande (gain trop élevé) l'asservissement aura une réponse rapide mais sera peu stable.

Il y a donc un dilemme "stabilité - précision" qui sera tranché en se fixant la valeur M de la surtension admise.

IV - 2. POSITION DU PROBLEME

Étant donné la fonction de transfert KG d'un système, la correction consiste à déterminer la fonction de transfert d'un réseau correcteur et le gain définitif à adopter pour obtenir un système présentant une surtension M et un gain statique donné K_d .

Le réseau correcteur à avance de phase s'applique aux asservis-

sements rapides et peu stables.

Le réseau correcteur à retard de phase s'applique aux asservissements lents et stables.

IV - 3. PLAN DE L'ETUDE

Pour chaque valeur des paramètres du réseau correcteur, il faut déterminer le gain K_1 . Cette partie est commune aux réseaux correcteurs à avance et à retard ; nous l'étudierons séparément : la recherche des paramètres adéquates des réseaux correcteurs, c'est-à-dire ceux pour lesquels le système présente une surtension de M_{db} et un gain statique K_d se fait de façon différente pour chacun des types de réseaux. D'où trois chapitres

- 1 - Détermination du gain applicable K_1 (chapitre V)
 - 2 - Réseau correcteur à avance (chapitre VI)
 - 3 - Réseau correcteur à retard (chapitre VII).
-

CHAPITRE V

DETERMINATION DU GAIN APPLICABLE K 1

V - 1. AJUSTEMENT DU GAIN D'UN RESEAU CORRECTEUR POUR UNE SURTENSION M DONNEE.

Un réseau correcteur, qu'il soit à avance ou à retard, (fonction de transfert G_c), déforme et déplace verticalement la courbe de la fonction de transfert dans le plan de Black.

Référons-nous à la figure V - 1

Soit I, la courbe KG , et soit II, la courbe corrigée $KG G_c$, afin de n'avoir qu'une surtension maximale de M db à la résonance. Il faut que cette courbe soit tangente au contour à M db. On peut donc augmenter le gain, d'où obtention d'une nouvelle valeur K_1 .

(Module du vecteur de translation qui amène II en III)

Soit III, la courbe $K_1 G G_c$.

Nous souhaitons déterminer un réseau correcteur tel que K_1 soit égal à K_d , valeur du gain désiré, afin d'avoir une certaine précision.

Cette détermination du gain K_1 est commune aux réseaux correcteurs à avance ou retard de phase.

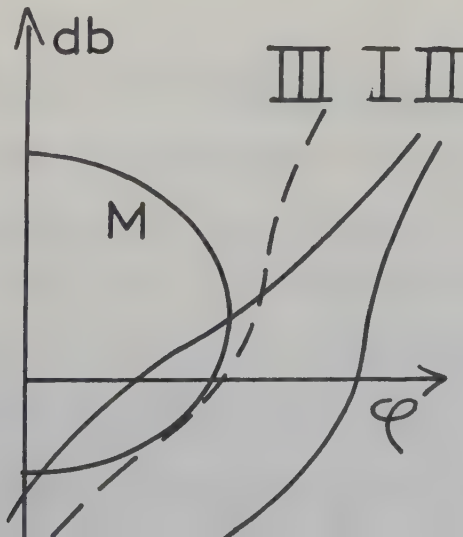


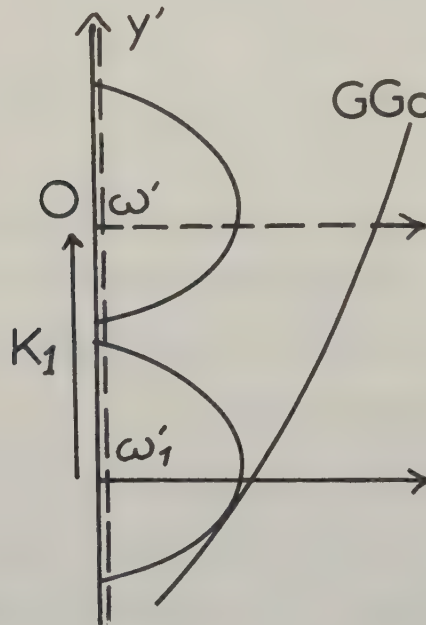
Figure V.1.

REMARQUE :

Pratiquement, on opère sur la courbe G (analogue à une translation verticale près à la courbe KG) ; on trace G Gc et l'ajustement du gain se fait en descendant le contour Mdb de l'abaque de Nichol jusqu'à ce qu'il tangente G Gc de telle sorte que son axe de symétrie vertical $\omega' y'$ reste en coïncidence avec l'axe à -180° du plan de Black.

K1 est évidemment égal à $-0\omega'1$. (figure V-2)

Figure V.2.



V - 2. RECHERCHE DU GAIN APPLICABLE K_1 , (LES PARAMETRES DU RESEAU CORRECTEUR ETANT FIXES).

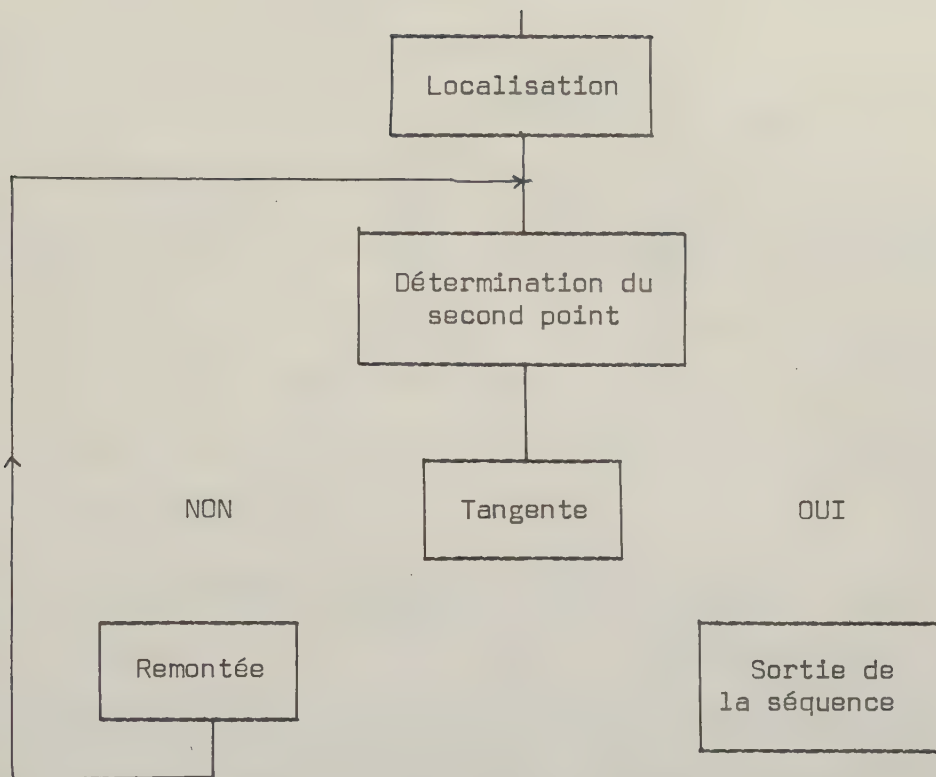
Nous avons trois séquences (voir l'organigramme V-1)

I - Localisation (§ V-2-1)

II - Détermination du second point (§ V-2-2 et V-2-4)

III - Remontée (§ V-2-3).

Pour la commodité de l'exposé, la séquence II se divisera en deux paragraphes car cette séquence sert à deux endroits différents.



ORGANIGRAMME V-1

D'après ce que nous avons vu précédemment, il faut amener la courbe G Gc à être tangente au contour à M db.

Schématiquement, nous opérerons de la façon suivante : nous ferons glisser le contour à M db, de façon à avoir deux points d'intersection avec la courbe G Gc et nous ferons tendre peu à peu ces deux points l'un vers l'autre.

La machine effectuera donc successivement :

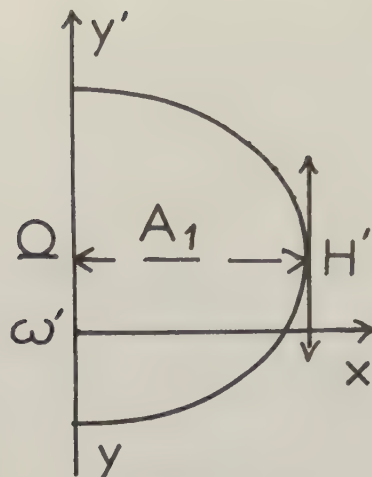
V - 2.1. La localisation

Précisons quelques notations pour la courbe à M db de l'abaque de Nichol.

Le point à tangente vertical H' est situé à la distance A_1 de l'axe y y'.

Ω est l'intersection de y y' avec l'horizontale passant par H' (figure V-3).

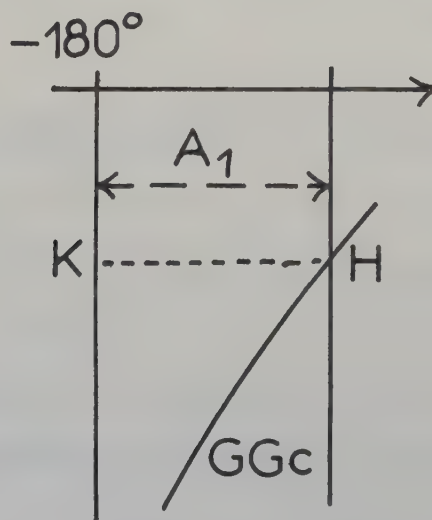
Figure V.3.



Nous voulons tout d'abord obtenir les coordonnées du point H de la courbe $G G_c$ tel que $(\text{Arg } G G_c = A_1)$.

Cette recherche sera effectuée par la machine en partant d'une valeur de la pulsation égale à dix fois la valeur de la pulsation de résonnance en boucle fermée. Cette pulsation sera diminuée progressivement avec un pas de 0,1, tant que $\arg G G_c < A_1$. Lorsque la valeur de la pulsation est telle que $\arg G G_c > A_1$, une dichotomie détermine la pulsation en H, et, par suite, les coordonnées de ce point (figure V-4).

Figure V.4.



Imaginons alors que nous amenons le contour M db tel que H' coïncide avec H et Ω avec K (figure V-5).

Nous avons maintenant, entre le contour M db et la courbe G Gc, un premier point d'intersection H, et nous voulons rechercher le second point B.

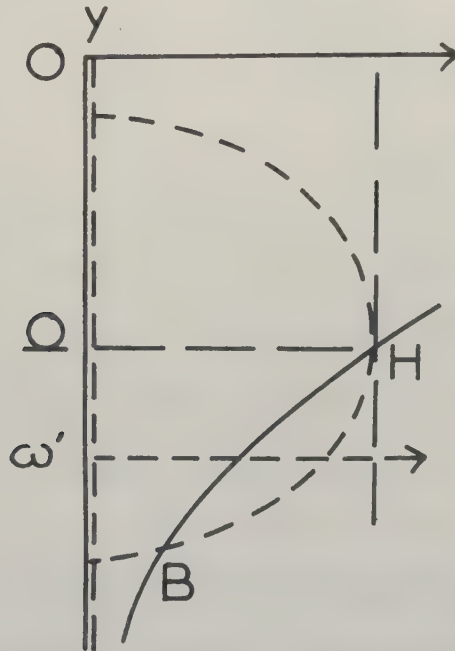
Après cette opération que nous appellerons séquence de localisation, nous avons :

$$\overline{O\Omega} = (\text{Mod } G \text{ Gc}) H$$

Dans une mémoire que nous appellerons GAIN, la valeur de $(-\text{Mod } G \text{ Gc})H +$

$\overline{\omega'\Omega} = \overline{\omega'O}$ sera enregistrée.

Figure V.5.



REMARQUE :

Pour des raisons d'encombrement, des mémoires de la machine (tambour magnétique), A_1 et $|\overline{\Omega\omega'}|$ sont considérées comme étant des données.

V - 2.2. La détermination du second point B

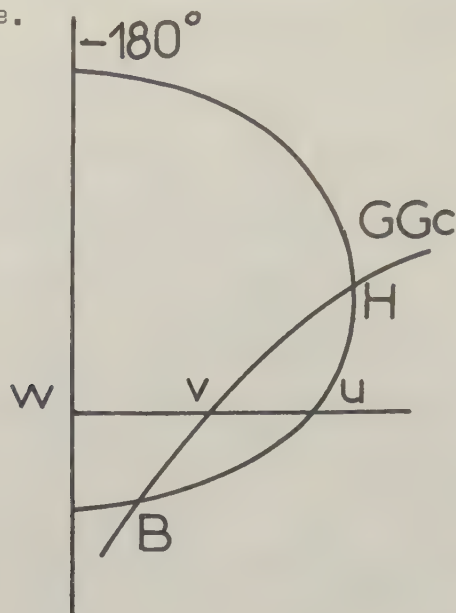
Cette détermination se fait à nouveau suivant le même principe : un balayage en ω par cran de 0,1, suivi d'une dichotomie.

Le balayage commence à partir de ω_H à pulsation croissante. La valeur de $\text{Arg } M = (\overline{w \ u})$ et de $\text{Arg } G \text{ Gc} = (\overline{w \ v})$ sont comparées.

Tant que $\overline{vu}$ est positif, le balayage se poursuit. Lorsque $\overline{vu}$ de-

vient négatif, ou lorsque Arg M n'existe pas, la position du point B est précisée par dichotomie.

Figure V.6.



V - 2.3. La remontée

Nous avons les deux points d'intersection des deux courbes, et nous voulons faire tendre ces deux points l'un vers l'autre par déplacement vertical de la courbe G Gc.

Soit C_1 le point milieu entre B_1 et H_1 projections sur un axe horizontal de B et de H. Une verticale issue de C_1 coupe la courbe à M db en d et la courbe G Gc en c (figure V-7).

Nous allons imaginer que nous remontons la courbe à M db de la longueur c d. Le point d de la courbe à M db va venir coïncider avec le point c de la courbe G Gc (figure V-8).

La machine calcule la pulsation et les coordonnées des points c et d. La "remontée" se traduit ensuite par une diminution c d de l'ordonnée du contour à M db, ce qui se traduit par le résultat suivant :

La mémoire GAIN contenant la longueur a son contenu diminué de c d.

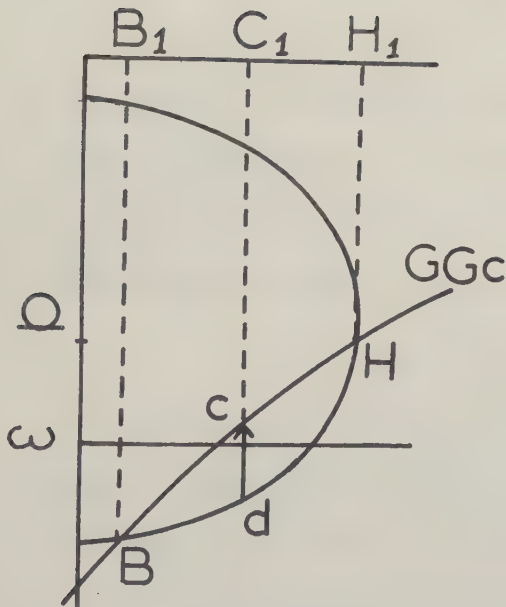


Figure V.7.

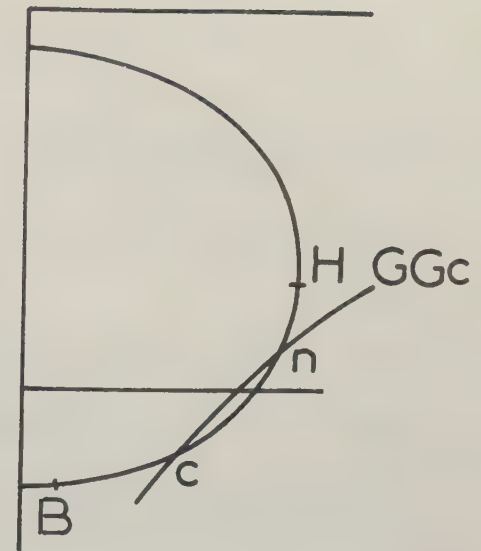
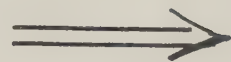


Figure V.8.

V - 2.4. Détermination du second point de contact n.

La machine ignore si le point n est à droite ou à gauche du point c. Elle va donc le chercher d'abord à droite, puis à gauche du point c. Nous noterons que la détermination du point B (à partir de la dichotomie) que nous avons exposée au V-2-2 et la détermination du point n, utilisant, soit partiellement (détermination de B) soit totalement (détermination de n), la même séquence.

V - 2.4.I. Recherche du point n à droite du point c

Les coordonnées et la valeur de la pulsation en H et en c sont

connues.

On opère par dichotomie sur ω entre le point H et le point c, le test de sortie de cette dichotomie portant sur la comparaison de la longueur du segment v u et de l'erreur tolérée.

On ne sort de la dichotomie que si $|\overline{vu}|$ devient inférieur à l'erreur tolérée.

Deux cas peuvent alors se présenter :

- a) La dichotomie converge vers le point c, ce qui veut dire que le point n n'est pas à droite du point c, ou qu'il est pratiquement confondu avec le point c.
- b) La dichotomie converge vers un autre point que le point c : c'est le point n. On va sur la séquence de remontée, le point c devenant l'équivalent du point B et le point n du point H.

V - 2.4.2. Recherche du point n à gauche du point c

La dichotomie s'effectue alors entre les points B et c.

Lorsque la dichotomie est terminée, deux cas peuvent encore se présenter suivant la valeur du module de v u :

- a) la dichotomie converge vers le point c ; la courbe G Gc est tangente au contour à M db (la séquence est finie).

A la sortie de cette séquence, le contenu de la mémoire GAIN est égal au gain K_1 que l'on peut appliquer en boucle fermée une surtension M donnée.

- b) La dichotomie converge vers n ; on va sur la séquence de remontée, le point c étant l'équivalent du point H et le point n du point B.

CHAPITRE VI

RESEAU A AVANCE DE PHASE

VI - 1. GENERALITES

Nous cherchons à corriger un système asservi donné par la fonction de transfert :

$$G = \frac{a_0 + \dots + a_n s^n}{b_0 + \dots + b_d s^d} \cdot \frac{1}{s^p}$$

par contrôle dérivé (réseau à avance de phase).

L'équation du réseau correcteur à avance est :

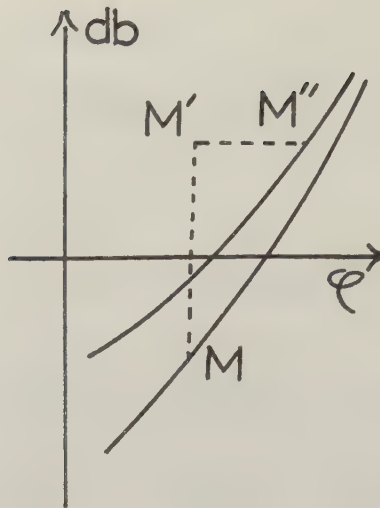
$$G_c = \frac{1 + j\tau\omega}{1 + j\frac{\tau}{a}\omega} \quad \text{avec } a > 1$$

Nous désirons pour le système corrigé les performances suivantes

- Une surtension de Mdb (stabilité)
- Un gain Kd (précision statique)
- Les coefficients a et τ seront choisis tels que l'action de ce réseau se fasse surtout sentir au voisinage de la pulsation de résonnance du système asservi en boucle fermée ω_R .

Soit G la courbe représentative de la fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi à corriger, tracée dans le plan de Black. Un réseau à avance a pour effet de montrer chaque point M de G en M', puis de le déplacer vers la droite en M'' d'où la fonction de transfert corrigé G Gc. La détermination du gain K₁ que l'on peut appliquer pour obtenir une surtension de Mdb se fera selon la séquence présentée précédemment (chapitre V).

Figure VI.1.



VI - 2. RAPPEL PERMETTANT LE TRAITEMENT MACHINE

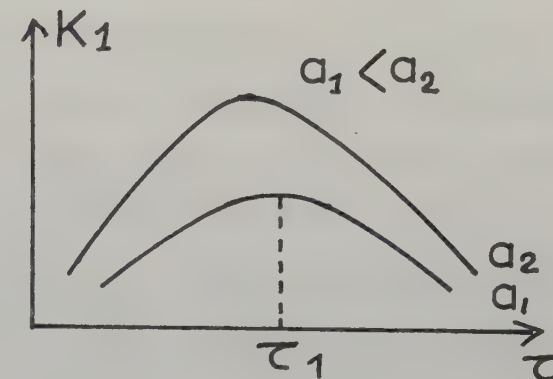
Variation du gain statique en fonction de a et τ

Si a est fixé, le gain statique K_1 de $G G_c$ présentera le plus souvent, en fonction de τ et pour une valeur imposée de M , l'allure de la figure VI-2.

REMARQUE :

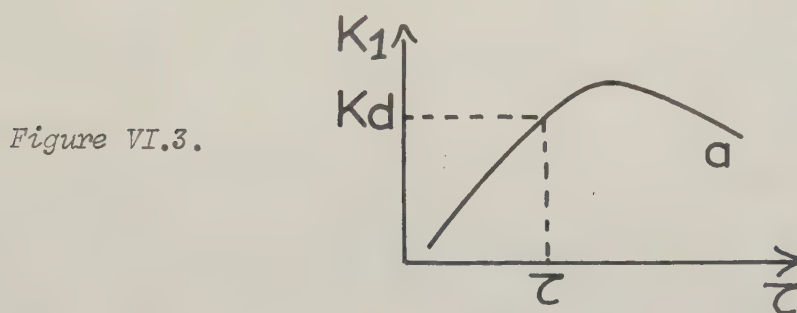
L'avance de phase maximum procurée par un réseau défini par a_1 et τ_1 est obtenue pour une pulsation ω_R telle que $\omega_R \tau_1 = \sqrt{a_1}$

Figure VI.2.



Physiquement, il y a intérêt à ce que a soit aussi voisin de 1 que possible (a ne dépasse généralement pas 10) ; le réseau correcteur est donc optimum lorsque le gain souhaité, K_d , coïncide avec le maximum de K_1 .

(τ). La détermination manuelle trop longue ne nous permet pas d'obtenir aisément un tel résultat. Elle fait en effet appel, après une première détermination approximative de a et τ , à une double itération effectuée sur ces grandeurs. En fait, on arrête les itérations dès que l'on dépasse le gain désiré et on se contente en général du résultat de la figure VI-3.

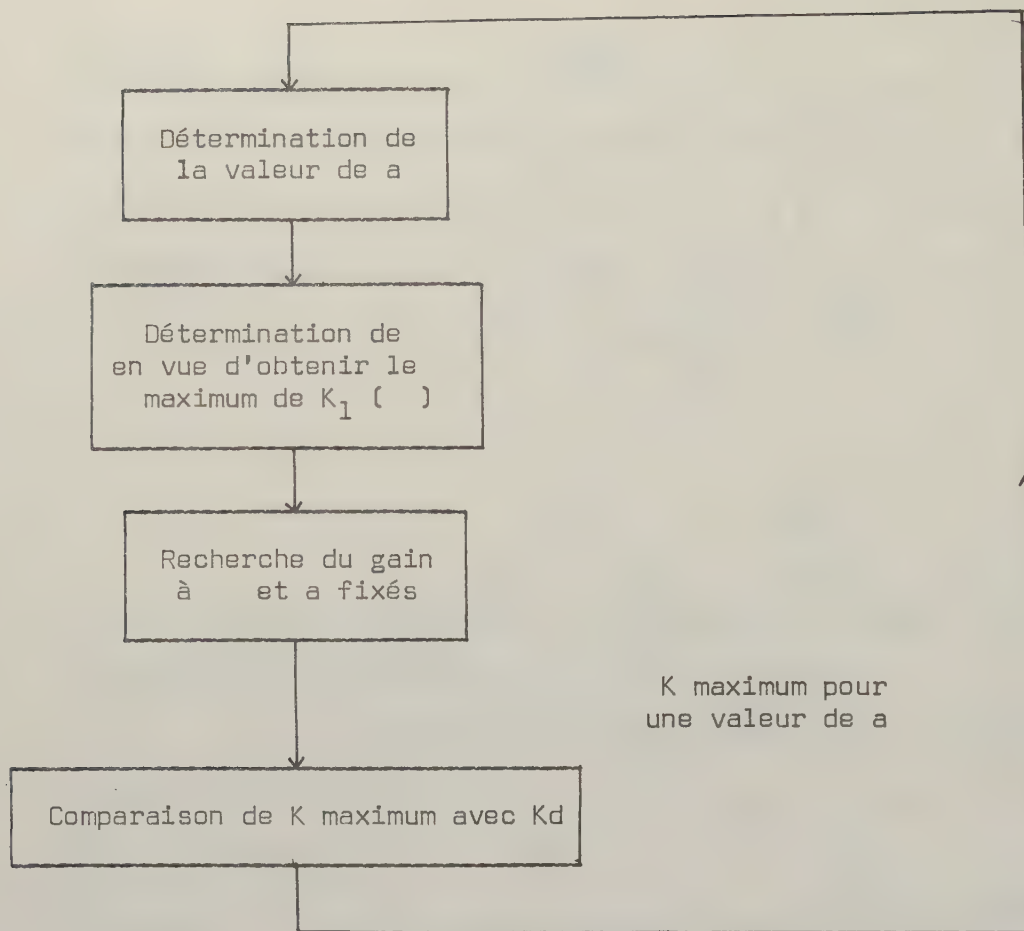


VI - 3. TRAITEMENT MACHINE

VI - 3.1. Organisation générale du travail machine

Nous venons de voir très schématiquement le procédé manuel. Le procédé machine s'en inspire mais, au lieu de partir de valeurs de a et τ préétablies approximativement, ce qui ne permet pas toujours d'obtenir le résultat, nous partirons de la valeur maximum tolérée pour a . Pour chaque valeur de a , nous recherchons le maximum de $K_1(\tau)$, la comparaison de l'ordonnée du maximum et du gain désiré commandera la nouvelle valeur de a .

Schématiquement, M et K_d étant fixés, la machine opérera selon l'organigramme VI-1 :



ORGANIGRAMME VI-1

Nous fournissons à la machine les données suivantes :

- a) Valeur du gain désiré augmenté de l'erreur tolérée (nous en verrons la raison au § VI-3-3)
- b) Valeur de la surtension désirée M
- c) La pulsation de résonance sous réseau correcteur
- d) l'erreur tolérée ϵ sur K_d et
- e) L'erreur tolérée ϵ' sur la valeur des angles
- f) La valeur maximale de a
- g) La valeur des coefficients de la fonction de transfert G
- h) D'autres constantes que nous préciserons par la suite.

A la sortie nous avons :

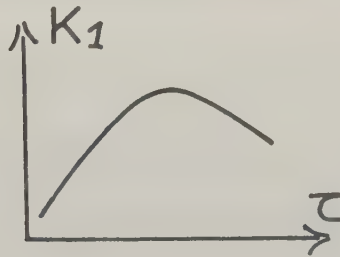
- a) la valeur de τ

- b) la valeur de a
- c) La nouvelle pulsation de résonnance
- d) Le gain exact obtenu compris entre K_d et $K_d + \epsilon$. Nous en verrons la raison au § VI-3-3.

VI - 3.2. Détermination de en vue de la recherche du maximum de K_1

Si a étant donné, nous tracions la courbe nous donnant le gain K_1 en fonction de τ , nous obtiendrons une courbe représentée sur la figure VI-4.

Figure VI.4.



Nous désirons trouver les coordonnées du maximum.

Soit ω_R la pulsation de résonnance de la courbe en boucle fermée du système non corrigé. La valeur $\tau = \frac{\sqrt{a}}{R}$ est certainement à droite de ce maximum et la valeur $\tau = 0$ certainement à gauche. La recherche du maximum se fera par la machine de la façon suivante :

Les points de K_1 (τ) trouvés, seront classés trois par trois :

- le point milieu P_M
- le point à droite P_D

- le point à gauche P_G

Ceci nécessite donc six mémoires.

Les points de base seront : $\tau = 0$, $\tau = \frac{\sqrt{a}}{\omega_R}$, $\tau = \frac{\sqrt{a}}{2\omega_R}$

Le calcul du chapitre V nous fournira les valeurs du gain.

Au départ :

P_M sera le point correspondant à $\tau = \frac{V_a}{2\omega_R}$

P_D sera le point correspondant à $\tau = \frac{V_a}{\omega_R}$

P_G sera le point correspondant à $\tau = 0$

On prend le point de la courbe K_1 d'abscisse moyenne entre les abscisses de P_M et P_G et on compare la valeur de l'ordonnée du point trouvé et de P_M .

a) si l'ordonnée du point trouvé est plus élevée que celle de P_M , ce nouveau point deviendra point milieu (P_{1M}), le point à gauche restera point à gauche (P_{1G}) et l'ancien point milieu deviendra point à droite (P_{1D}) et on est ramené au début, c'est-à-dire que l'on prend le point moyen entre P_{1M} et P_{1D} et on compare la valeur de l'ordonnée du point trouvée et de P_{1M} .

b) si l'ordonnée du point trouvé est inférieure à celle de P_M , le point milieu restera point milieu (P_{1M}), le point à droite restera point à droite (P_{1D}) ; le point qui vient d'être déterminé devient point à gauche (P_{1G}) et on est ramené au début, c'est-à-dire que l'on prend le point moyen entre P_{1M} et P_{1D} et on compare la valeur de l'ordonnée du point trouvé et de P_{1M} .

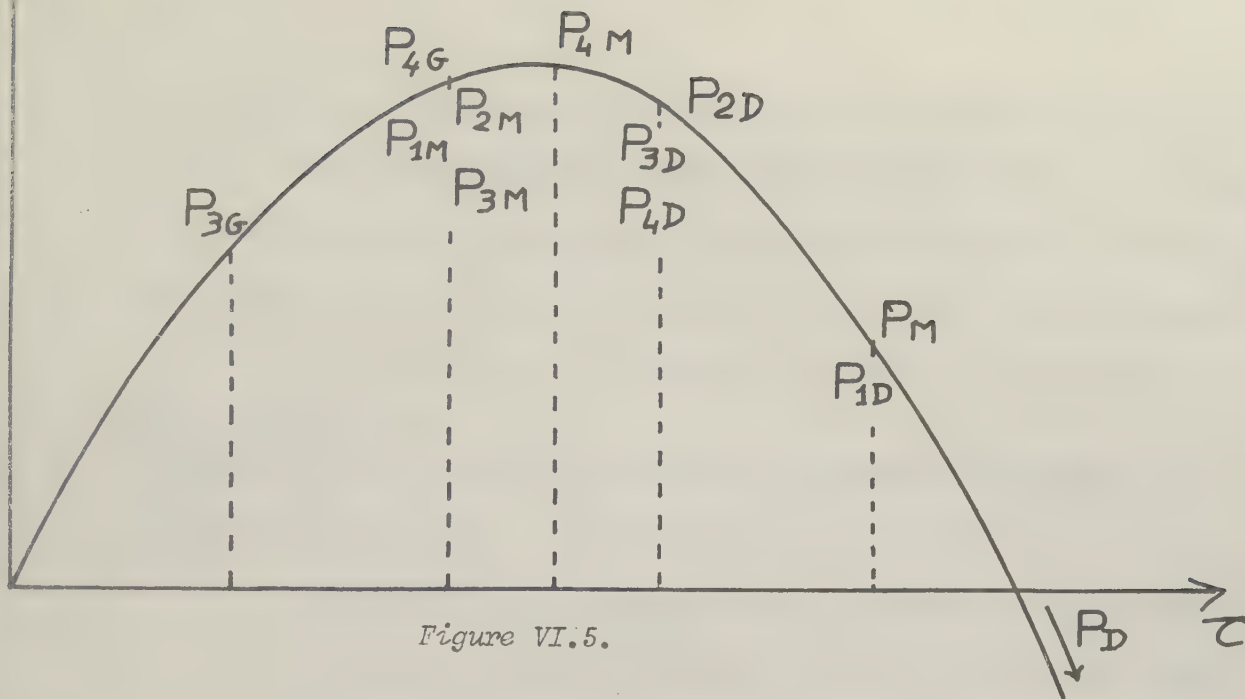


Figure VI.5.

Le maximum est atteint lorsque P_{nG} et P_{nD} correspondent aux mêmes valeurs de τ à la précision ϵ imposée (of § VI-3-1)

A LA SORTIE DE CE TRAVAIL DE CLASSEMENT, LA MACHINE CONNAIT LE GAIN MAXIMUM ET LA VALEUR DE τ CORRESPONDANTE.

VI - 3.3. Détermination de a

Nous avons vu que nous partons de la valeur de a, la plus grande qui soit tolérée.

Tant que la valeur du maximum de la courbe $K_1(\tau)$ est supérieure au gain désiré, la machine réitère les calculs de $K_1(\tau)$ en diminuant la valeur de a avec un pas de deux.

A ce sujet, remarquons que lors de la détermination de τ en vue de la recherche du maximum de $K_1(\tau)$, souvent il ne sera pas utile d'aller jusqu'au bout.

En effet, dès que l'on obtient une valeur de τ à laquelle correspond un gain supérieur au gain désiré, nous sommes certains que le maximum de $K_1(\tau)$ aura une ordonnée encore plus grande ; aussi le calcul

n'est-il pas poursuivi et l'on passe directement à la détermination de la valeur de a en vue de l'itération suivante. Si donc, en données, nous fournissons à la machine exactement le gain désiré K_1 , le gain final serait entre K_d et $K_d - \varepsilon$; nous avons intérêt à pêcher par excès de gain, c'est la raison pour laquelle on introduit en donnée $K_d + \varepsilon$.

Lorsque la valeur de a devient telle que la valeur du maximum de $K_1 (\tau)$ est inférieure à la valeur du gain désiré, nous précisons par dichotomie la valeur de a pour laquelle l'ordonnée maximum de $K_1 (\tau)$ est égale au gain désiré avec l'erreur ε imposée.

CHAPITRE VII

DETERMINATION D'UN RESEAU A RETARD

VII - 1. GENERALITES

Nous cherchons à corriger un système asservi, donné par la fonction de transfert :

$$G = \frac{a_0 + \dots + a_n s^n}{b_0 + \dots + b_d s^d} \cdot \frac{1}{s^p}$$

par contrôle intégral (réseau à retard de phase).

Nous désirons, pour le système corrigé, les performances suivantes :

- Une surtension de M db, (Stabilité),
- Un gain Kd, (Précision statique),
- Le retard de phase apporté par le réseau correcteur, qui ne doit pas excéder x° à la résonance (").

L'équation du réseau correcteur à retard de phase est :

$$G_c = \frac{1 + j \frac{z}{b} \omega}{1 + j z \omega} \quad \text{avec } b > 1$$

Soit G la courbe représentative de la fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi à corriger, tracée dans le plan de Black.

Un tel réseau a pour effet de descendre chaque point M de G en M', puis de le déplacer vers la gauche en M'' ; d'où la fonction de transfert corrigée G Gc. La détermination du gain K1, que l'on peut appliquer pour obtenir une surtension de M db, se fera selon la séquence présentée en

(chapitre V).

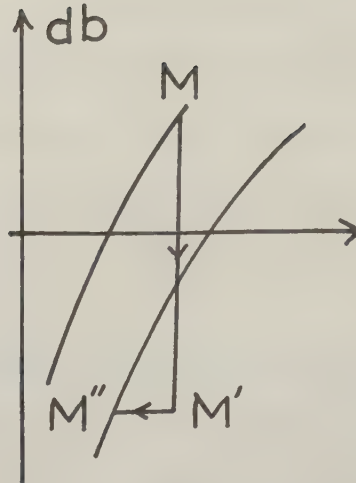


Figure VII.1.

VII - 2. RAPPELS ET CALCULS PERMETTANT LE TRAITEMENT MACHINES

VII - 2.1. Courbe de gain

La courbe de gain du réseau considéré a , en prenant l'approximation asymptotique habituelle, l'allure de la figure VII-2.

Si la pulsation est supérieur à b/τ , le gain du réseau est sensiblement $1/b$. Soit K le gain statique du système asservi à corriger : $1/b$ est le gain de celui-ci, une fois corrigé, pour une pulsation supérieure à b/τ .

Nous désirons obtenir un gain K_d , donc :

$$K_d = \frac{K}{b} \quad \text{ou} \quad b = \frac{K_d}{K}$$

En fait, il faut que $b > K_d/K$, car dans le raisonnement précédent, nous n'avons pas tenu compte du déphasage qui rapproche la courbe de l'axe à -180° du plan de Black.

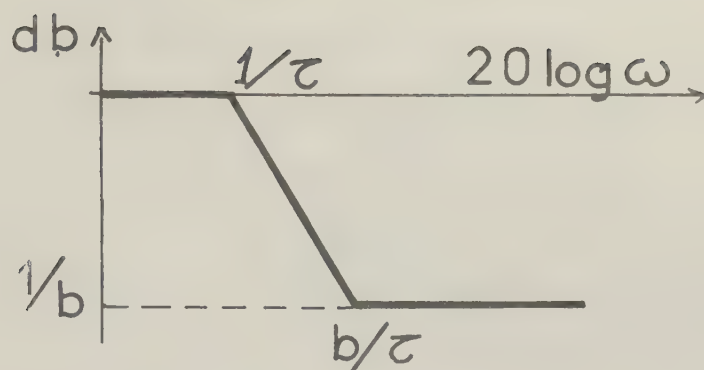


Figure VII.2.

VII - 2.2. Courbe de phase

La courbe de phase du réseau étudié présente l'allure de la figure VII-3 pour des valeurs de b et de τ données.

Nous voulons, à la pulsation de résonance en boucle fermée du système asservi corrigé, un déphasage du réseau correcteur inférieur à 5° . La portion de courbe qui nous intéresse est celle qui se situe à droite du point d'inflexion 2.

Si nous cherchons une approximation polygonale au voisinage de ce point, nous obtenons la figure VII-4

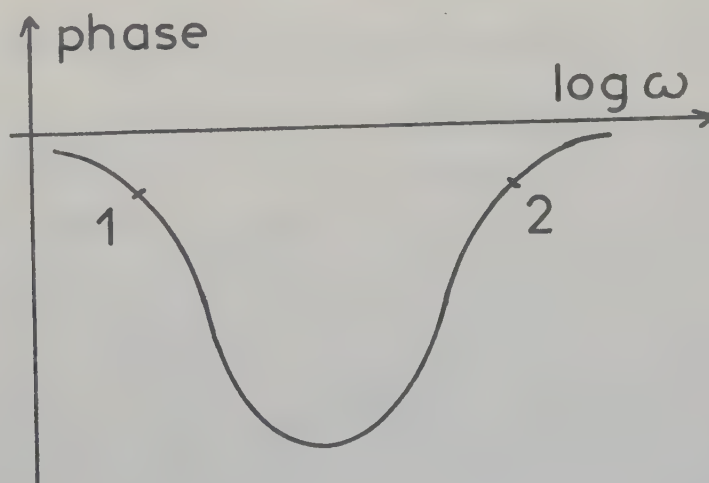


Figure VII.3.

La valeur de b étant fixée, nous avons un déphasage inférieur à 5° pour toute valeur de τ supérieure à une valeur voisine de $10 b/\omega$

Nous allons montrer qu'en A, le déphasage n'est supérieur à 5° que si b dépasse une certaine valeur :

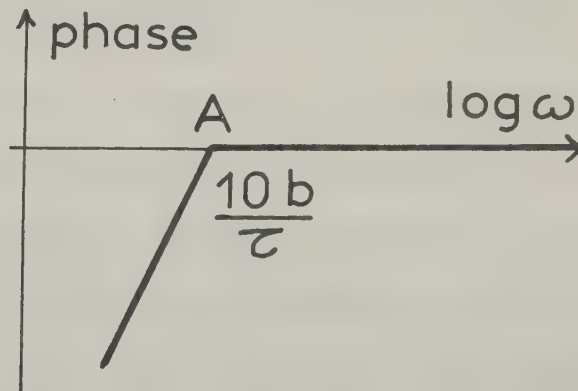
$$\frac{1 + j \frac{\tau}{b} \omega}{1 + j \tau \omega} = \frac{1 + j \frac{\tau}{b} \frac{10 b}{\tau}}{1 + j \tau \frac{10 b}{\tau}} = \frac{1 + j \cdot 10}{1 + j \cdot 10 b}$$

Pour que le déphasage soit inférieur à 5° , il faut :

$$\frac{10 - 10 b}{1 + 100 b} > \operatorname{tg} 5^\circ = -0,0875 \quad \text{ou } b < 8$$

$$1 + 100 b$$

Figure VII.4.

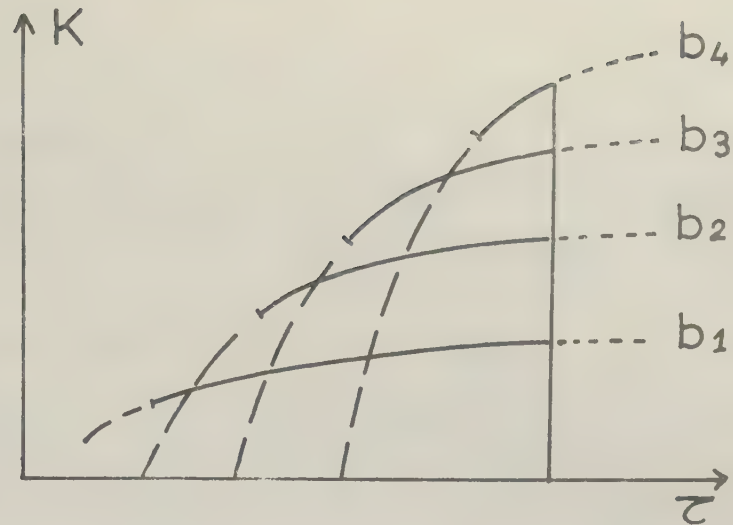


VII - 2.3. Allure des courbes donnant le gain applicable à b donné en fonction de :

Les courbes de la figure VII-5 donnent l'allure des courbes $K(\tau)$

K étant le gain en boucle ouverte du système corrigé :

Figure VII.5.



VII - 2.4. Limitation et impossibilités

En théorie, il est toujours possible de trouver un réseau correcteur à retard de phase, mais physiquement, nous nous heurtons aux deux impératifs suivants :

1°) La valeur de τ a une limite supérieure ; en effet, ce paramètre est proportionnel à une capacité.

2°) La valeur de τ à b donné est limitée inférieurement ; en effet, le déphasage du réseau correcteur à la pulsation de résonance du système asservi corrigé doit être inférieur à une certaine valeur. Les faibles valeurs de τ sont donc inaptes.

Les portions de courbe $K(\tau)$ utilisables sont figurées en trait plein sur la figure VII-5.

Les lieux de τ Maximum et de τ Minimum nous fixent un gain maximum K_M au-delà duquel la correction n'est plus possible (figure VII-6) dans les conditions fixées.

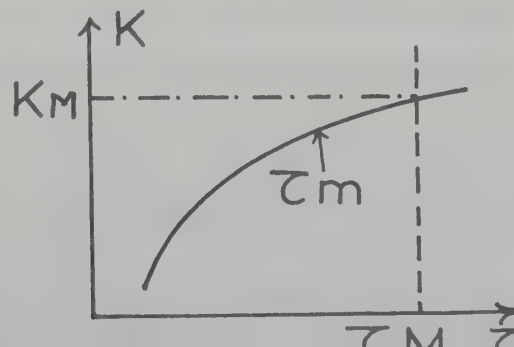
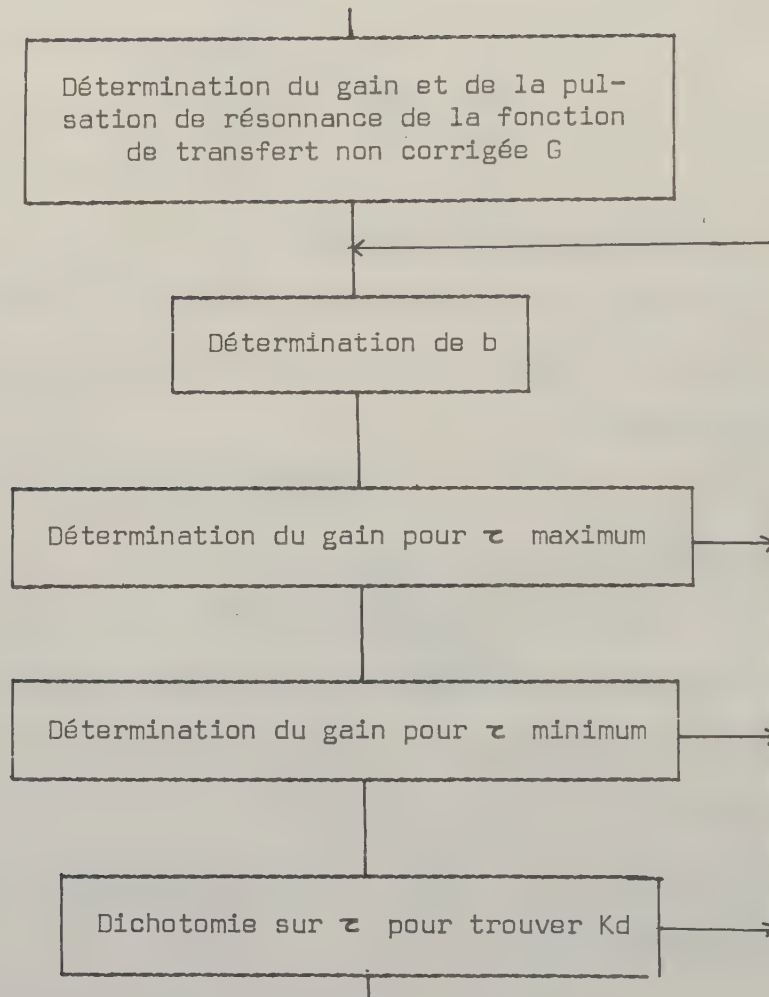


Figure VII.6.

VII - 3. TRAITEMENT MACHINE

VII - 3.1. Organigramme général



Nous allons analyser successivement les différentes séquences ; nous envisagerons les différents cas possibles dans le plan K et τ .

VII - 3.2. Détermination du gain et de la pulsation de résonance de la fonction de transfert en boucle ouverte du système non corrigé

Cette séquence amène à tangenter le contour à M db et la fonction de transfert G à partir d'une évaluation par valeur supérieure de ω_R ; à sa sortie, nous avons le gain K et la pulsation ω_R de G à l'entrée.

VII - 3.3. Détermination de b

La détermination de b se fait par un balayage suivi d'une dichotomie

VII - 3.3.1. Balayage

Nous avons vu que b a été estimé égal à $\frac{K_d}{K}$; cette valeur est certainement trop petite : la valeur prise pour le départ sera $\frac{K_d}{K} + 2$; le pas du balayage est 2.

VII - 3.3.2. Dichotomie

Dès qu'une valeur de b pour laquelle il est possible d'avoir $K = K_d$ est encadrée, commence la dichotomie. Lorsque le gain trouvé est égal à K_d et que le déphasage est inférieur à 5° (c'est-à-dire dès que nous obtenons un des réseaux correcteurs possibles), le programme est terminé. La dichotomie ne se termine donc pas sauf dans le cas d'impossibilité (voir § VII - 3.6.).

VII - 3.4. Détermination du gain pour τ Maximum

La valeur de b étant fixée par la séquence précédente, il faut voir s'il est possible d'obtenir entre les valeurs maximales et minimales de τ une valeur de τ telle que le gain soit égal au gain désiré ; pour ceci, il faut avoir sa valeur pour les valeurs extrêmes de τ . Le gain correspondant à la valeur maximale de τ (valeur fixée par l'utilisateur) est tout d'abord déterminé. Certaines conditions prouvent en effet qu'il n'est pas possible d'obtenir $K_d = K$ entre les deux valeurs extrêmes de τ .

Elles dépendent plus simplement des résultats obtenus pour la valeur minimale en fonction de ceux obtenus pour la valeur maximale que le contraire.

D'autre part, certains résultats obtenus pour la plus grande valeur de τ prouvent instantanément que la valeur de b est mauvaise ; dans ce cas, il y a sortie prématurée de séquence afin de prendre une nouvelle valeur de b .

Sorties prématurées de séquence

1°) Si dans le plan de Black, il n'y a pas de point de contact entre la courbe représentative de la fonction de transfert et la verticale située à la distance A_1 de l'axe à -180° , l'influence de la constante de temps du dénominateur de la transmittance du réseau correcteur est certainement trop forte ; la sortie de séquence se fait donc de façon à prendre une valeur de b plus faible.

2°) Si le déphasage du réseau pour τ maximum est supérieur à 5° pour des valeurs de τ inférieure, le déphasage ne fera qu'augmenter (voir § VII-2-2). Nous sommes dans un des deux cas suivants de figure (figure VII-7 et VII-8).

Figure VII.7.

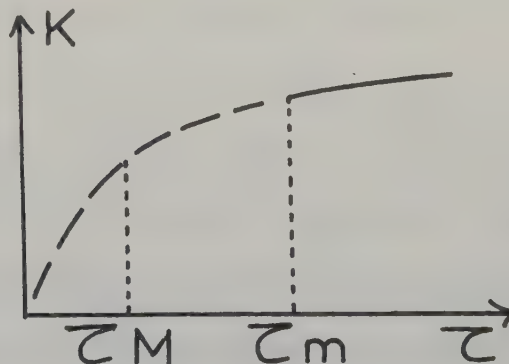
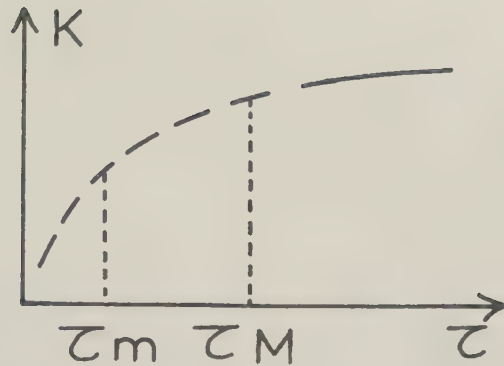


Figure VII.8.

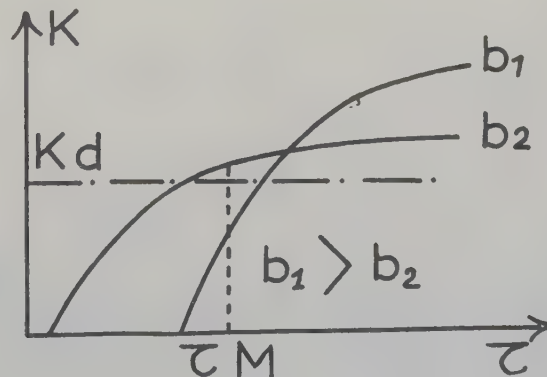


Les portions de courbe en trait plein représentent le lieu des points où le déphasage est inférieur à 5° .

Le cas de figure VII-8 se rencontre pour des valeurs de $b > 8$ (voir § VII-2-2).

Il y a rupture de séquence afin de diminuer la valeur de b , même si le gain obtenu est inférieur à K_d ; nous sommes alors dans le cas de figure VII-9 (la valeur de b est aussi trop grande).

Figure VII.9.



Sorties Normales de séquence

- Si aucun des cas précédents ne s'est présenté, les valeurs du gain obtenu et du gain désiré sont comparées et le résultat de cette comparaison sera mis en mémoire car il influence les résultats obtenus pour la valeur minimale de τ .

- La machine sort alors sur la détermination du gain pour la valeur minimale de τ , même si le gain K obtenu est inférieur au gain désiré. En effet, une valeur supérieure de b ne peut pas être prise directement car on peut être dans l'un ou l'autre des deux cas suivants (figure VII-10 et VII-11) où seule la valeur du gain obtenu pour la valeur minimale de τ permettra la décision.

Figure VII.10.

Il faut un b plus grand .
Se référer au cas D_{13a}

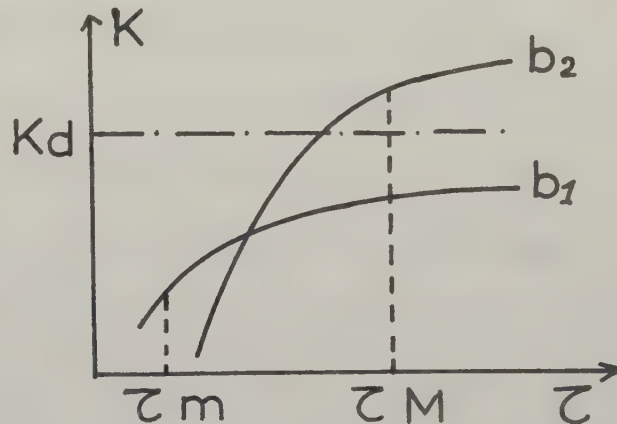
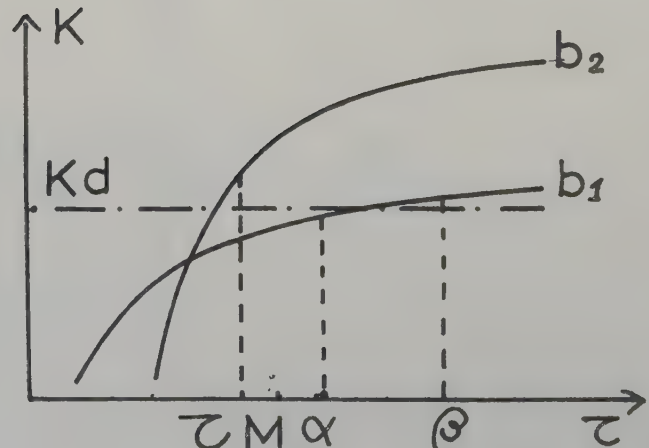


Figure VII.11.

τ_m peut être en α ou β
Il faut un b plus petit .
Se référer aux cas D_{11a} et D_{11b}



VII - 3.5. Détermination du Gain pour τ minimum

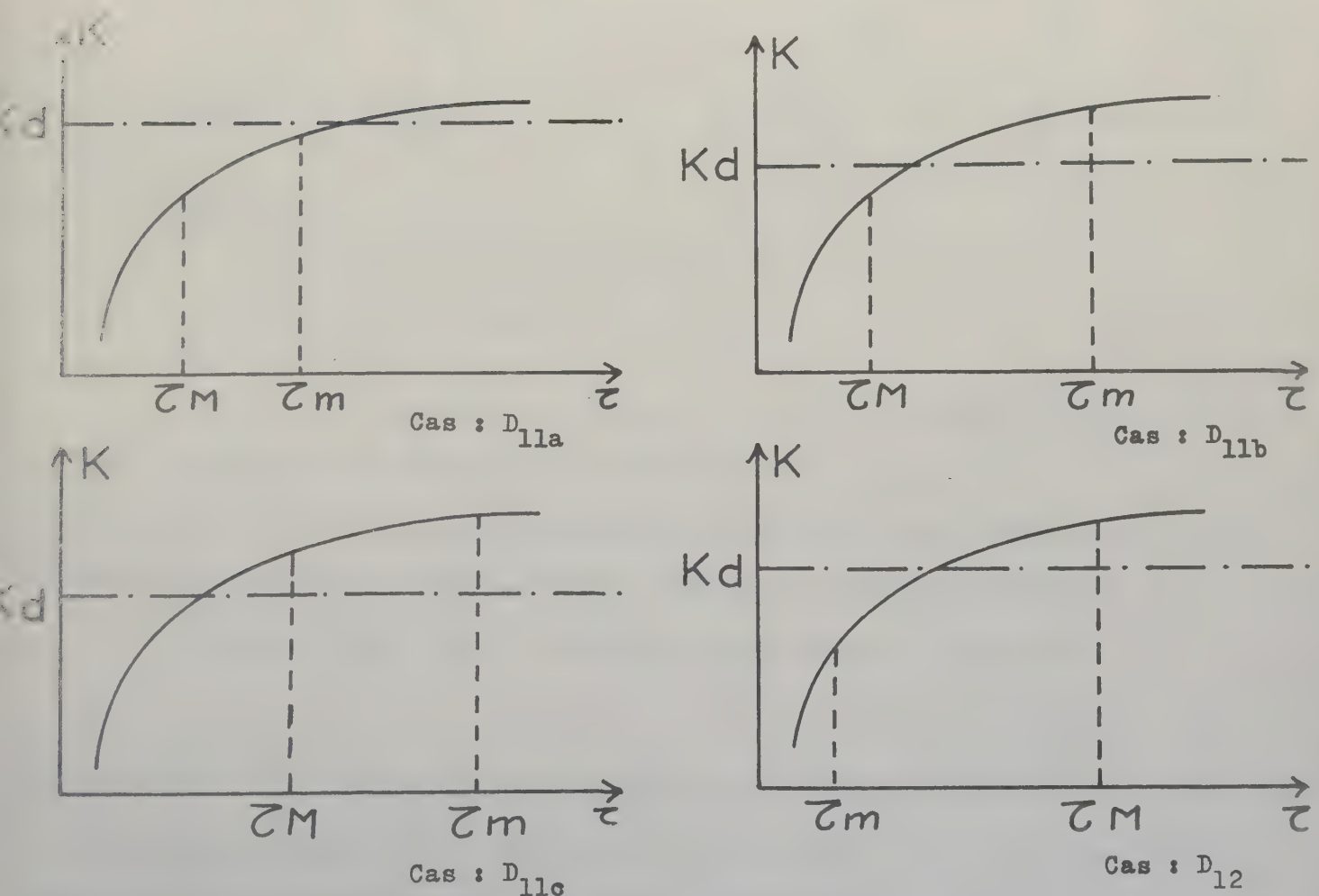
La valeur de τ minimale sera : $10 b / \omega R$ (ωR : pulsation à la résonance de la fonction de transfert non corrigée en boucle fermée).

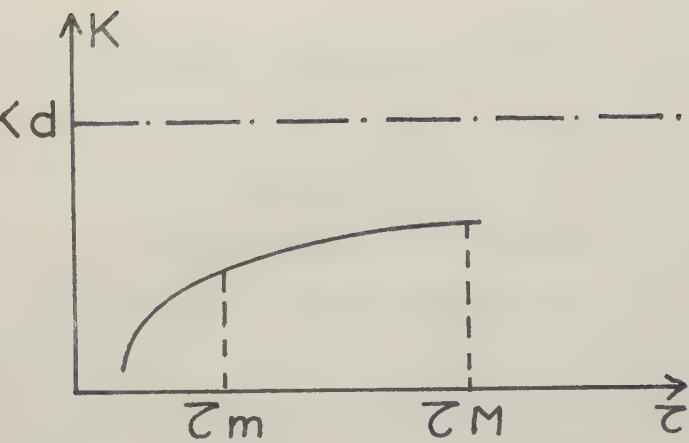
Plusieurs cas peuvent se produire (voir figure VII-12).

VII - 3.5. - S'il n'est pas possible d'amener le contour à M db et la fonction de transfert GGc à tangenter :

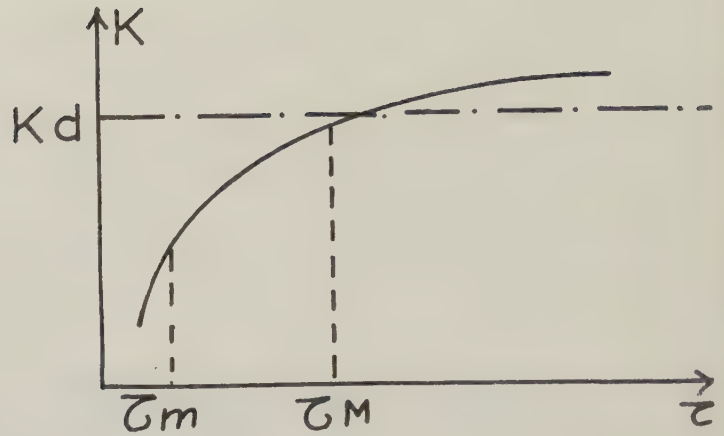
Pour cette valeur de τ , le gain obtenu est très faible (donc certainement inférieur à Kd). On peut être, à priori, dans l'un des cas suivants : D 11 a, D 12, D 13 a, D 13 b, D 15 (figures VII-12).

Figures VII.12.

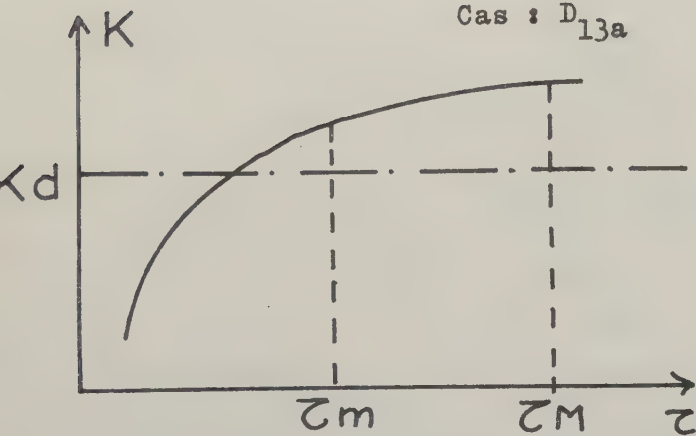




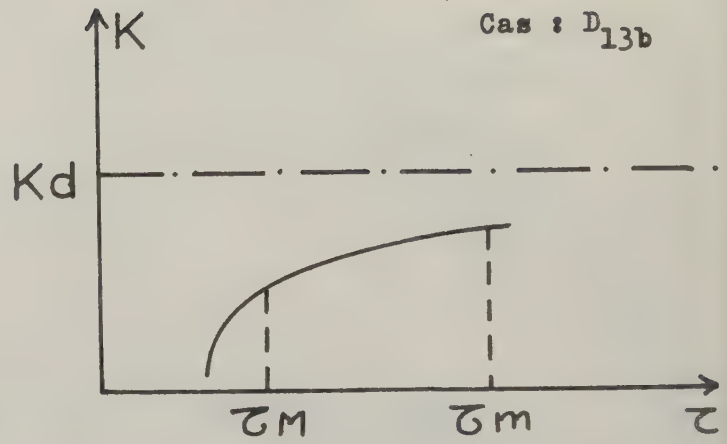
Cas : D_{13a}



Cas : D_{13b}



Cas : D₁₄



Cas : D₁₅

CAS D 11 a

Il ne peut pas se produire car le gain pour la valeur maximale de τ est encore plus faible ; il n'y avait donc à fortiori aucune possibilité de tangente dans le plan de Black ; il y a donc eu une sortie prématurée de la séquence de détermination du gain pour τ maximum.

CAS D 12

Le gain pour τ maximum est supérieur à K_d . Nous pouvons donc avoir une bonne valeur de τ pour laquelle le déphasage est inférieur à 5° et où $K = K_d$. Cette valeur de τ sera précisée par dichotomie dans une

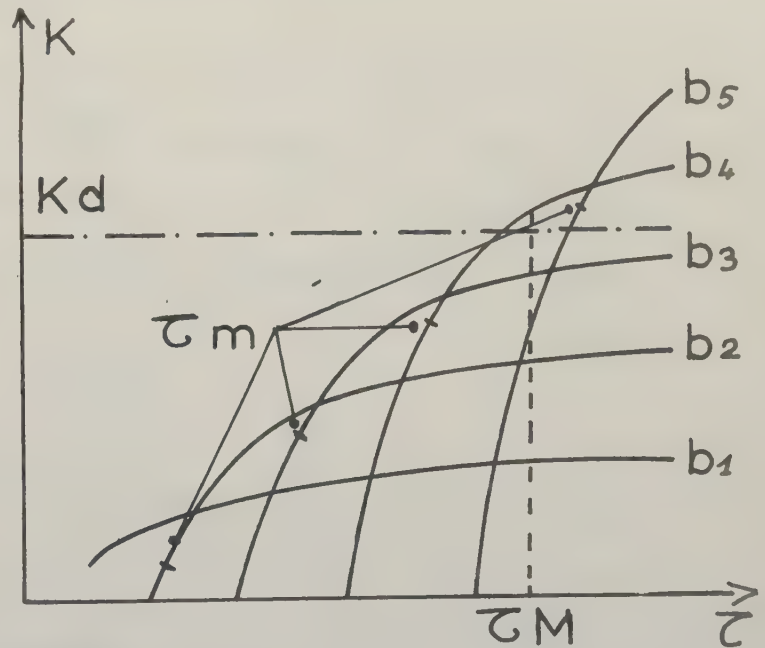
séquence suivante (voir § VII-3-7).

CAS D 13 a et D 13 b

Le gain pour τ maximum est inférieur à K_d ; une nouvelle valeur de b , plus grande, doit être choisie. La figure VII-13 va mettre en évidence cette évolution du problème.

Figure VII.13.

- b_1 et b_2 : cas D_{13a}
- b_3 : cas D_{13b} (b_3 coupera K_d)
- b_4 : cas D₁₂
- b_5 : cas D_{11b}



CAS D 15

(Cas d'impossibilité) Rien ne peut le différencier du cas D 11 a ; il sera donc traité de même.

- Le contour à M db et la fonction de transfert corrigée sont tangents et le gain est inférieur au gain désiré :

Nous aurons évidemment les mêmes cas que précédemment et ils seront traités de façon identique, en plus le cas D 11 a peut alors se produire :

CAS D 11 a

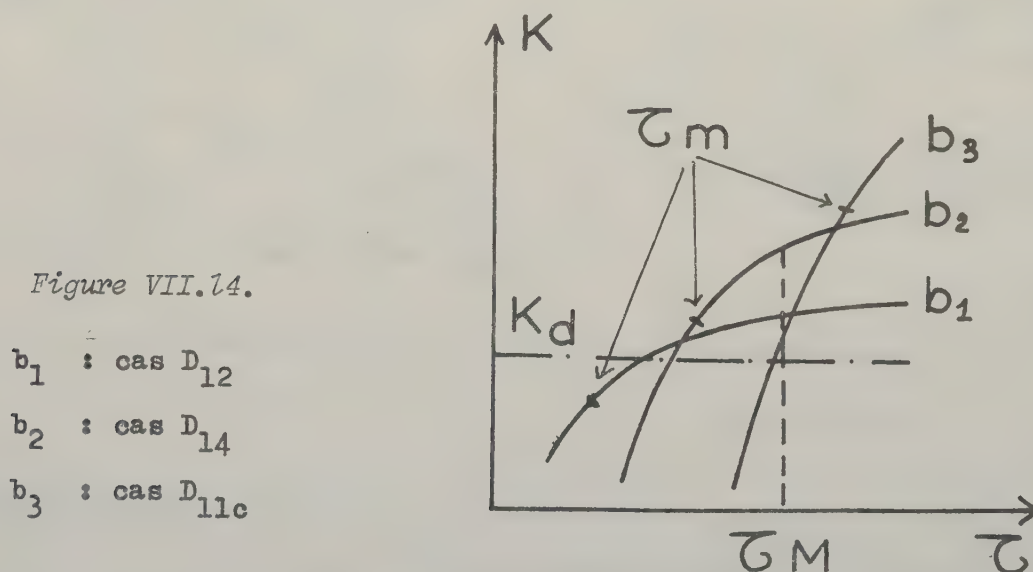
Nous verrons son évolution au § (VII-3-6, VII-3-5) et à la figure VII-15).

- Le contour à M db et la fonction de transfert corrigée sont tangents et le gain est supérieur au gain désiré :

Les cas suivants peuvent alors se présenter : D 11 b - D 11 c - D 14.

Ils se traitent tous suivant les mêmes principes.

α) Si le déphasage du réseau correcteur à la résonance est supérieur à 5° , la valeur de τ ne peut pas prendre de valeur plus petite sinon le déphasage augmente. La valeur de b doit donc décroître. Ceci ne peut se présenter que dans le cas D 14 ($\tau_m < \tau_M$). Une figure illustre son évolution (VII-14)



β) Si le déphasage du réseau correcteur à la résonance est inférieur à 5° , il est possible que pour une valeur de τ plus petite, le gain obtenu soit inférieur ou égal au gain désiré : on se ramène alors à l'un des cas déjà traités :

D 11 b peut donner D 11 a pour b tel que $b_4 < b < b_5$ de la figure VII-13 ou D 12 (figure VII-13)

D 11 c peut donner D 12 - D 14 (figure VII-14)

D 14 peut donner D 12. (figure VII-14)

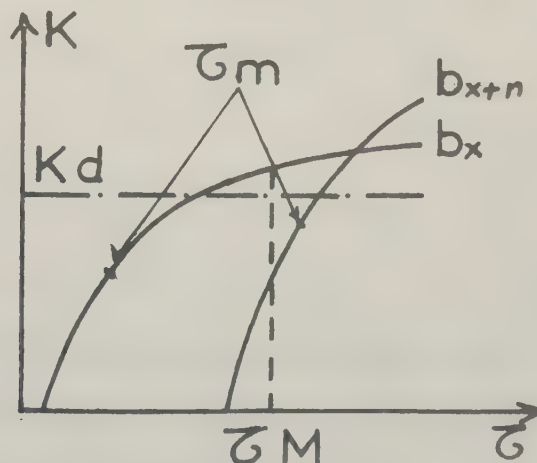
VII - 3.6. Remarque sur le cas d'impossibilité

Nous allons envisager la façon dont a été traité le cas d'impossibilité $K_d > K_M$. On ne peut pas le mettre en évidence directement en remarquant que les gains pour τ max. et τ min. sont inférieurs à K_d . En effet, nous pouvons avoir le cas de figure (ci-joint figure VII-15) où il y a possibilité de correction (en faisant décroître la valeur de b de la courbe $b_x + n$, on obtient la courbe b_x).

Figure VII.15.

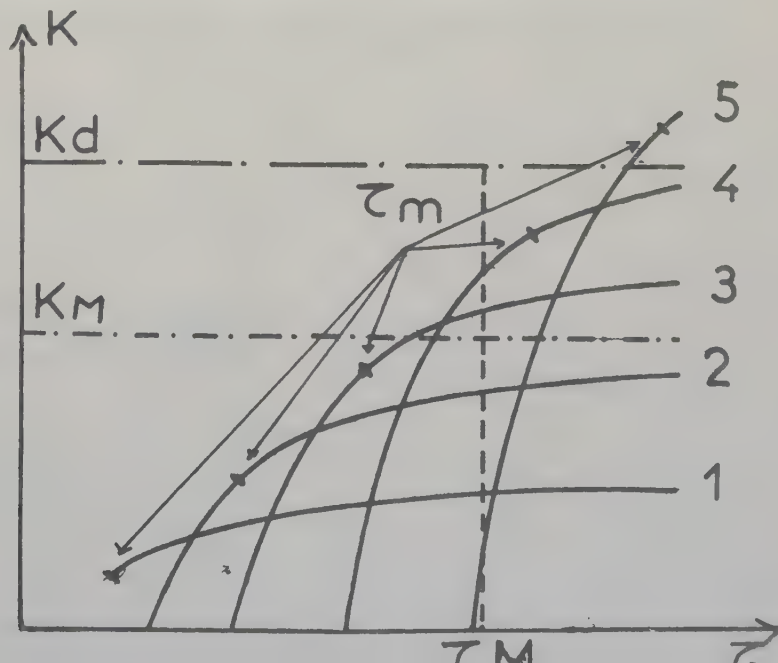
b_{x+n} : cas D_{11a}

b_x : cas D₁₂



Les seuls cas de croissance de b sont D 13 a et D 13 b. Ces cas étant vus, il se produira l'un des cas D 11 a, D 11 b, D 11 c, ce qui oblige b à décroître. Le cas D 12 étant impossible, la dichotomie sur b converge.

Figure VII.16.



La figure VII-16 montre l'évolution

- 1 - b doit croître : cas D 13 a
- 2 - b doit croître : cas D 13 a
- 3 - b doit croître : cas D 13 a
- 4 - b doit décroître : cas D 15 ou D 11 a
- 5 - b doit décroître : cas D 12 b

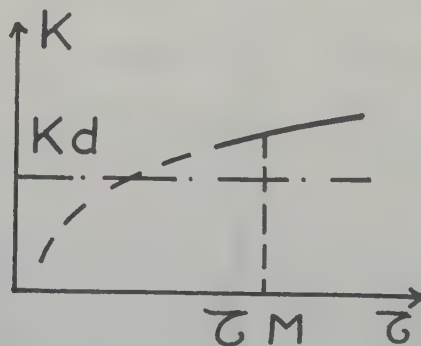
On peut faire 1, 2 et 5 par balayage. A 5, la dichotomie est amorcée. Elle converge vers le point où $\tau_{\min.} = \tau_{\max.}$. En effet, si $\tau_{\min.} > \tau_{\max.}$, b doit décroître, si $\tau_{\min.} \leq \tau_{\max.}$, b doit croître.

VII - 3.7. Détermination de τ par dichotomie

Outre une séquence classique de dichotomie qui nous permet de déterminer la valeur de τ où $K = K_d$, le cas particulier suivant est envisagé :

Si pour une valeur de τ , le gain obtenu est supérieur au gain désiré et si le déphasage du réseau correcteur est supérieur à 5° (figure VII-17), une nouvelle valeur de b plus petite doit être prise.

Figure VII.17.



La portion de courbe en trait plein est le lieu des points où le déphasage est inférieur à 5° . Ce cas correspond au D 12 du 2° du paragraphe précédent.

Nous remarquerons : il n'y a pas tangence entre le contour à Mdb et la fonction de transfert corrigée. Le gain est très faible, donc certainement inférieur à Kd. On repart sur la séquence de dichotomie : ce cas correspond au D 12 du 1° du paragraphe précédent.

VII - 3.8. Fin du programme

Lorsque le gain obtenu et le gain désiré sont égaux aux erreurs tolérées près, le résultat est obtenu mais il est possible qu'il y ait oscillation entre deux valeurs de τ , l'une ayant pour déphasage du réseau correcteur $5^\circ + \xi$ et l'autre $5^\circ - \xi$; la valeur correspondant à $5^\circ - \xi$ sera perforée.

VII - 3.9. Remarque

Dans toute l'analyse de ce programme, nous avons parlé d'un déphasage du réseau correcteur inférieur à 5° ; en fait, le programme se déroule dans des conditions optima lorsque le déphasage est inférieur à cette valeur. Les séquences VII - 3.7. et VII - 3.5. (3°) nous permettent de prendre une autre valeur.

CHAPITRE VIII

EXEMPLE DE CALCUL DE RESEAU CORRECTEUR

Nous désirons améliorer les performances d'un groupe Ward-Léonard dont la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G(s) = \frac{1}{(1 + 0,6s) (1 + 0,0954s) (1 + 0,0346s)}$$

Le réseau correcteur doit être à avance de phase.

La surtension admissible doit être de 2,3 db et le gain de 25 db.
Le calcul a été fait à la main. Plusieurs valeurs de a ont été essayées.
La valeur $a = 10$ s'est révélée convenable.

Pour cette valeur de a , les réglages du gain en fonction de T_1 donnent :

T_1	0,05	0,1	0,15
K	24,2	24,3	21,4
ω_R	15	23	24

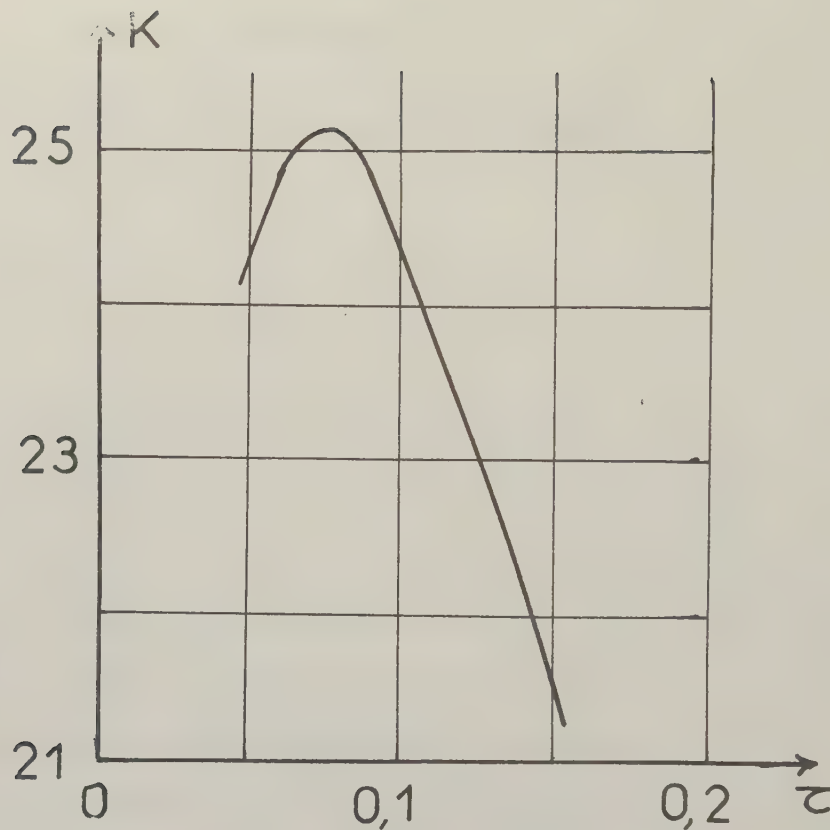


Figure VIII.I.

La courbe $K(T_1)$ semble avoir un maximum aux alentours de
 $T_1 = 0,08$.

Cette valeur essayée donne les résultats suivants :

$$K = 25,2$$

$$\omega_R = 21$$

Il a fallu plusieurs heures de calcul et d'essais graphiques
pour résoudre le problème.

L'ordinateur IBM 650 donne en 45 minutes :

$$K = 25,08$$

$$a = 10$$

$$T_1 = 0,074$$

$$\omega_R = 20,4$$

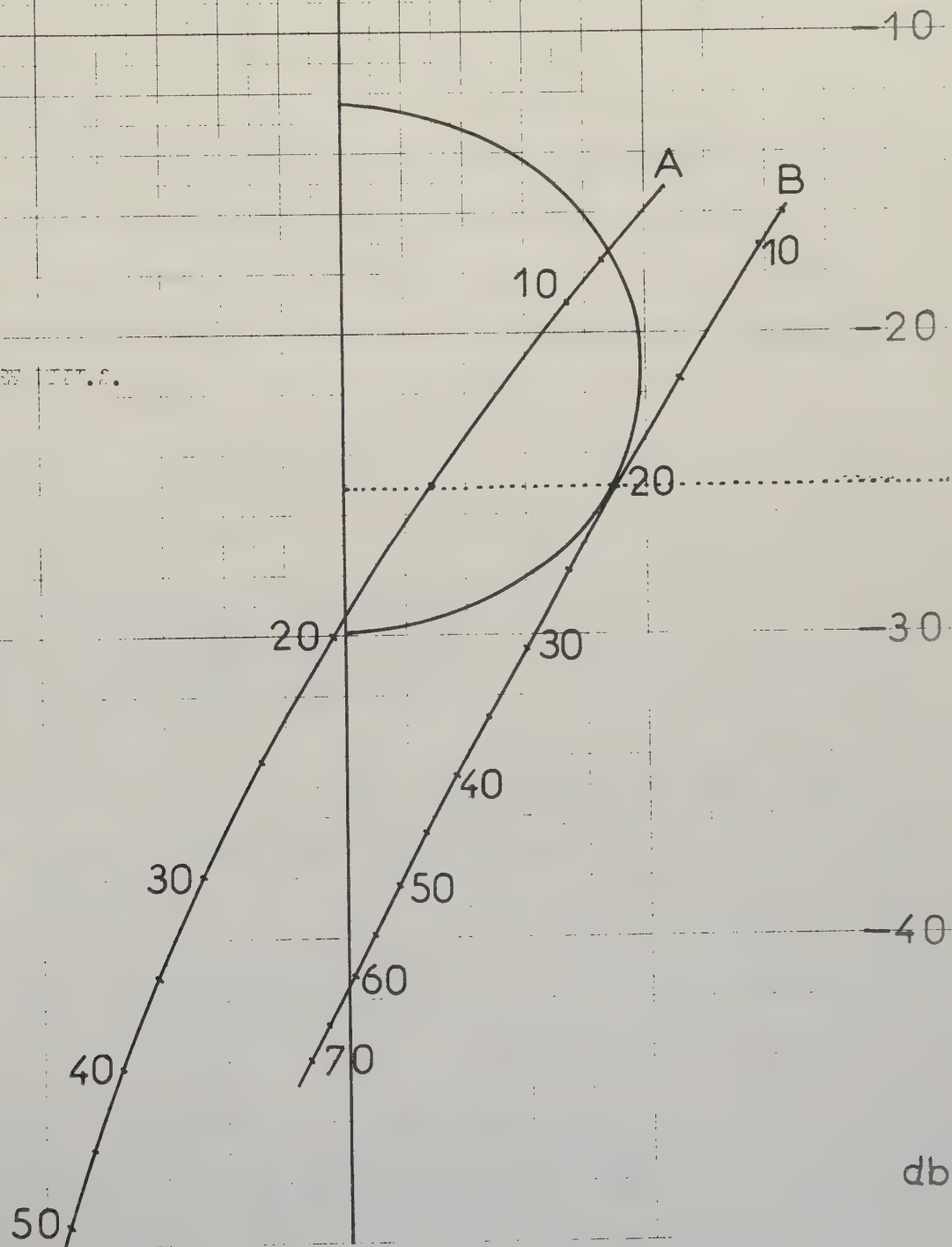
-180°

-90°

A : système seul

B : " corrigé

FIGURE 111.8.



CHAPITRE IX

GENERALITES

IX - 1. DEFINITIONS

Le but de l'identification est de déterminer la fonction de transfert isochrone d'un système donné. Nous allons définir ce terme.

Soit un système, sa fonction de transfert isochrone est égale au rapport des transformées de Fourier, si elles existent, du signal appliqué à l'entrée et de la sortie correspondante.

Soit $r(t)$ le signal d'entrée

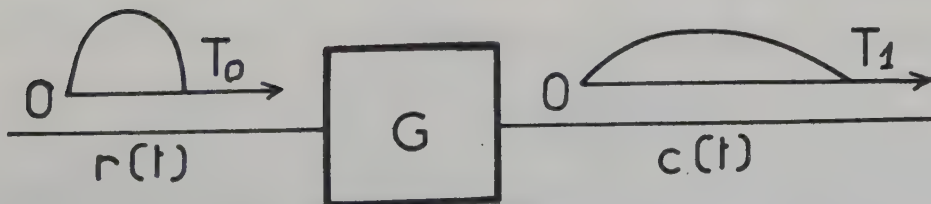
$c(t)$ la réponse

$G(j\omega)$ la fonction de transfert

$$G(j\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} c(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} r(t) e^{-j\omega t} dt}$$

Dans la méthode d'identification par signaux de durée finie (que nous appellerons par extension "impulsions") l'entrée dure de 0 à T_0 et la sortie de 0 à T_1 donc :

$$G(j\omega) = \frac{\int_0^{T_1} c(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_0^{T_0} r(t) e^{-j\omega t} dt}$$



IX - 2. REMARQUES PRELIMINAIRES

Un article de Hougen et Walsh paru dans "Chemical Engineering Process" (vol. 57 n° 3 mars 1961) résume bien le problème :

Tout d'abord ils constatent qu'au-delà d'une pulsation d'identification n'est plus valable. Ils constatent que cette pulsation se situe à environ 75 % de l'abscisse du premier minimum du module du spectre de fréquence du signal d'entrée.

Ils cherchent ensuite une bonne forme d'impulsion c'est-à-dire un signal dont le premier minimum du module du spectre se produise pour une valeur de la pulsation aussi grande que possible. Pour ceci, ils comparent différentes formes d'ondes à hauteurs et durées égales. Il en résulte la classification suivante :

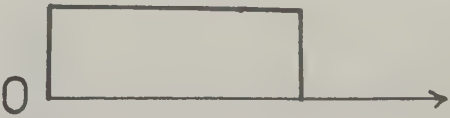
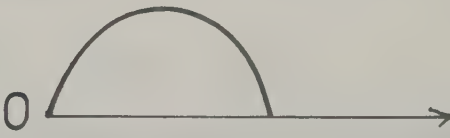
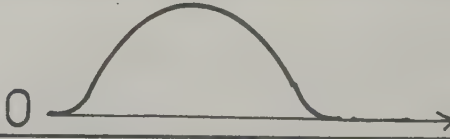
CRENEAU	
$\sin \frac{2\pi t}{T}$	
$1 - \cos \frac{2\pi t}{T}$	
$\frac{t}{T} \left[1 - \cos \frac{2\pi t}{T} \right]$	

Figure IX.2.

Nous avons tout particulièrement testé les deux dernières impulsions de la figure IX - 2 sur un système asservi et nous avons bien

retrouvé la hiérarchie proposée.

IX - 3. CALCUL D'ERREUR

Il faut échantillonner les signaux d'entrée et de sortie afin de calculer leurs transformées de Fourier. Le relevé de points ainsi obtenu est entaché d'erreurs. Celles-ci ont pour origine :

- a) Le relevé des points (pour les signaux d'entrée et de sortie)
- b) Les différents bruits du système (pour le signal de sortie).

Précisons tout d'abord quelques notations :

pour une pulsation ω , la partie réelle de la transformée de Fourier du signal de sortie vaut :

$$A_1(\omega) = \int_0^{T_1} c(t) \cos \omega t dt$$

sa partie imaginaire vaut :

$$B_1(\omega) = \int_0^{T_1} c(t) \sin \omega t dt$$

La partie réelle de la transformée de Fourier du signal d'entrée vaut :

$$A_0(\omega) = \int_0^{T_0} r(t) \cos \omega t dt$$

sa partie imaginaire vaut :

$$B_0(\omega) = \int_0^{T_0} r(t) \sin \omega t dt$$

Donc :

$$|G(\omega)| = \sqrt{\frac{A_1^2(\omega) + B_1^2(\omega)}{A_0^2(\omega) + B_0^2(\omega)}}$$

$$\text{Arg } G = \text{Arctg}\left(\frac{B_1}{A_1}\right) - \text{Arctg}\left(\frac{B_0}{A_0}\right)$$

$$\frac{\Delta |G(\omega)|}{|G(\omega)|} = \sum_{i=0}^1 \frac{|A_i(\omega)| \Delta A_i(\omega) + |B_i(\omega)| \Delta B_i(\omega)}{A_i^2(\omega) + B_i^2(\omega)}$$

$$\text{Arg } G = \sum_{i=0 \text{ et } 1} \frac{|B_i(\omega)| \Delta A_i(\omega) - |A_i(\omega)| \Delta B_i(\omega)}{A_i^2(\omega) + B_i^2(\omega)}$$

Supposons que toutes les erreurs proviennent uniquement des imprécisions sur l'échantillonnage des courbes $c(t)$ et $r(t)$, soit Δf , nous pouvons calculer $\Delta A_0(\omega)$, $\Delta A_1(\omega)$, $\Delta B_0(\omega)$ et $\Delta B_1(\omega)$.

Soit $f(t)$ une impulsion de durée T telle que :

$$A = \int_0^T f(t) \cos \omega t dt$$

$$\Delta A = \Delta f \left| \int_0^T \cos \omega t dt \right|$$

Le nombre de demi périodes comprises dans l'intervalle $(0, T)$ étant $\omega T / 2\pi$ et la surface d'une demi-arche étant, en valeur absolue, égale à $2/\omega$ nous obtenons :

$$\Delta A = \frac{2T}{\pi} \Delta f$$

$$\Delta B = \frac{2T}{\pi} \Delta f$$

On peut poser $A = M \cos \theta$, $B = M \sin \theta$, M étant le module du spectre à la pulsation ω , il vient donc :

$$\frac{\Delta |G(\omega)|}{|G(\omega)|} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{T_0}{M_0(\omega)} \Delta f_0 \sin(\theta_0 + \frac{\pi}{4}) + \frac{T_1}{M_1(\omega)} \Delta f_1 \sin(\theta_1(\omega) + \frac{\pi}{4}) \right]$$

$$\Delta A = \Delta B \quad \text{donc} \quad \Delta \text{Arg } G(\omega) < \Delta |G(\omega)| / |G(\omega)|$$

Donc, l'erreur introduite par chacun des termes de cette expression est inversement proportionnelle au module des spectres de fréquence respectifs. Or, ceux-ci sont généralement décroissants, donc, l'erreur

croît avec ω .

IX - 4. PLAN DE L'ETUDE

Tout d'abord rappelons que la transformée de Fourier est essentiellement linéaire. Un système doit donc être testé dans une zone linéaire ou linéarisable ce qui impose des contraintes sur la forme de l'impulsion.

Nous allons donc envisager tout d'abord les différentes contraintes imposées à la forme d'entrée (§ X - 1) puis nous proposerons un signal dont la forme dépend de plusieurs paramètres (§ X - 3) nous en étudierons les propriétés géométriques (§ X - 4) puis l'incidence des paramètres sur le spectre de fréquence (§ X - 6). Enfin nous proposerons une méthode d'utilisation (chapitre XI).

CHAPITRE X

AMELIORATION DE LA FORME D'UN SIGNAL DE TEST

X - 1. CONTRAINTES IMPOSEES AU SIGNAL D'ENTREE PAR LE SYSTEME

Nous avons envisagé les contraintes résultant des non linéarités suivantes :

- I - Saturation en amplitude d'où une hauteur maximale H_M
- II - Saturations en vitesse d'où une pente maximale P_M
- III - Les seuils et les inerties imposent une hauteur minimale H_m et une énergie minimale donc une surface minimale S_m .

X - 2. CRITERE DE BONNE IMPULSION

Nous allons tout d'abord donner un exemple pratique. Supposons qu'après avoir testé un système avec un signal de la forme $\frac{t}{T} - \cos \frac{2\pi t}{T}$ la précision sur la détermination de la fonction de transfert devienne insuffisante au-delà d'une pulsation Ω . Nous voulons trouver une forme d'onde qui, tout en respectant les contraintes imposées, permette d'améliorer la précision au voisinage de Ω .

Le calcul d'erreur montre que l'erreur commise est proportionnelle à T_0/M_0 et T_I/M_I (§ IX - 2).

Montrons d'abord que si T_0/M_0 est minimum pour une pulsation donnée T_I/M_I sera petit. En effet :

$$T_I = T_0 + T_s \text{ (figure XI - 0)}$$

T_s est une constante pour un système donné (on peut l'appeler la mémoire du système) c'est la durée de la réponse du système lorsque toute excitation a cessé (c'est-à-dire la durée de la réponse à une impulsion de Dirac).

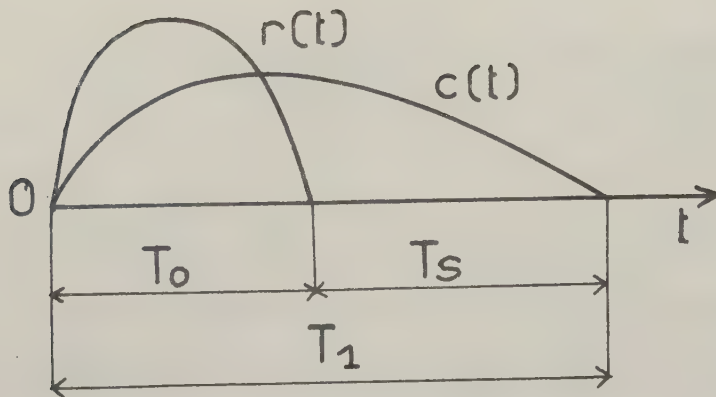


Figure X.0.

Pour une pulsation donnée $M_1 = kM_0$ k étant la valeur de la fonction de transfert pour cette pulsation.

Le critère de bonne impulsion sera donc : T_0/M_0 minimum tout en respectant les contraintes imposées par le système.

Nous avons essayé de déterminer directement par la méthode des coefficients de Lagrange, l'équation polynomiale d'un signal tel que T_0/M_0 soit minimum pour une pulsation donnée. Cette étude n'a pas abouti aussi nous sommes nous limités à l'amélioration d'un signal de la forme

$\frac{t}{T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T})$ qui donne déjà des résultats satisfaisants.

X - 3. IMPULSION PROPOSEE

X - 3.1. Notations

Nous appellerons I les impulsions de la forme

$\left[u_1(t) - u_1(t - T) \right] \frac{At}{\beta T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T})$ et J les impulsions que nous allons

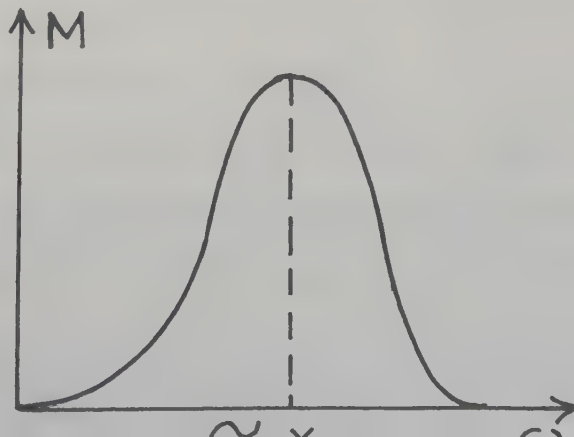
proposer, avec $\beta = 1,088$ (voir § X - 4.1.).

X - 3.2. Impulsion J.

Afin de réduire T_0/M_0 au voisinage de Ω nous allons agir sur le terme en M_0 . Nous verrons au § XI - 4 la façon dont intervient le terme en T_0 .

Nous voulons donc augmenter le module du spectre de I pour cette pulsation. Pour ceci nous ajoutons à ce signal une période de la sinusoïde $\sin xt$ dont le module du spectre a l'allure suivante (figure X - 1) et où $x \simeq \Omega$. Des séries d'essais fait à l'ordinateur montrent qu'il faut rajouter cette période de sinusoïde de telle sorte que sa première arche soit positive et que son origine coïncide avec celle de I. Le module du spectre de l'impulsion initiale se déforme comme le montre la figure X - 2.

Figure X.1.



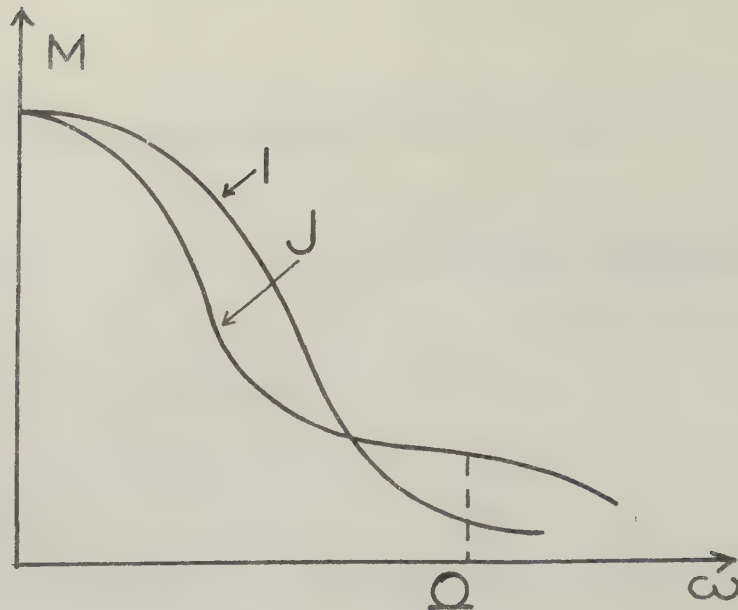


Figure X.2.

X - 3.3. Remarques

L'équation de J s'écrit :

$$A \left[\frac{t}{\beta T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T}) [u_1(t) - u_1(t - T)] + \sin \frac{2\pi t}{UT} [u_1(t) - u_2(t - UT)] \right]$$

$u_1(t - a)$ est la fonction :

$$t < a \quad u_1 = 0$$

$$t \geq a \quad u_1 = 1$$

UT : Durée de la période de la sinusoïde $0 < U < 1$

k : Hauteur de la sinusoïde quand I a une hauteur unité

β : coefficient multiplicatif (voir § X - 4.1.), égal à 1,088

A : coefficient multiplicatif qui règle la hauteur de J.

Afin de simplifier les notations nous écrivons les équations de I et J :

$$I = \frac{At}{\beta T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T})$$

et
$$J = A \left[\frac{t}{\beta T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T}) + k \sin \frac{2\pi t}{UT} \right]$$

X - 4. PROPRIETES GEOMETRIQUES

X - 4.1. Propriétés de l'impulsion I

1°) Si $\beta = 1,088$ la hauteur maximum est égale à 1 ; ce maximum est atteint pour t/T valant sensiblement 0,6.

2°) Si $\beta = 1,088$ et $T = 2,18$ la pente maximum est négative ; sa valeur absolue est sensiblement 1,73 ; la surface est égale à 1. Nous appellerons cette impulsion I_B .

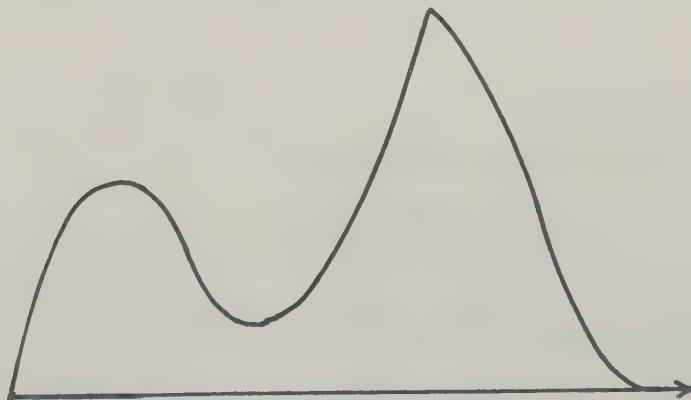
3°) Les dérivées pour $t = 0$ et $t = T$ sont nulles.

X - 4.2. Propriétés de l'impulsion J

X - 4.2.1. Allure de l'impulsion

Elle est donnée par la figure X - 3.

Figure X.3.



X - 4.2.2. Propriétés de hauteur

L'impulsion J peut présenter deux maximums (voir figure X - 3), l'un correspondant au premier maximum de la sinusoïde, l'autre correspondant au maximum de I. Dans la pratique k est suffisamment faible pour que le plus grand des maximums de J soit le second.

Le maximum de l'impulsion I ayant lieu pour $t/T \simeq 0,6$ nous avons deux cas à envisager suivant que la sinusoïde se termine avant ou après $t/T \simeq 0,6$ c'est-à-dire suivant que U est supérieur ou inférieur à 0,6.

$U < 0,6$. Dans ce cas le maximum des impulsions I et J sont confondus.

$U > 0,6$: dans ce cas nous avons calculé que la hauteur maximale a lieu pour $t = UT$ à condition que pour chaque U, k , soit supérieur à une certaine valeur.

Pour que le maximum ait lieu pour $t = UT$ il faut que la dérivée à gauche soit positive la dérivée à droite étant évidemment négative. Nous avons ainsi obtenu le tableau suivant qui donne les valeurs minimales de k :

U	0.60	0.62	0.64	0.66	0.68
$k \cdot 10^4$	1.78	2.17	2.56	2.94	3.58

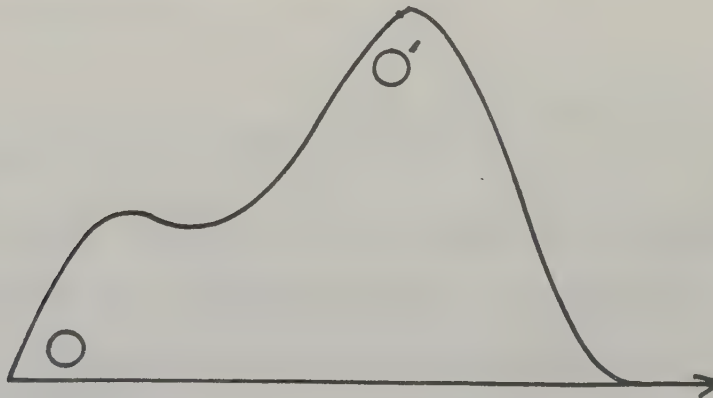
Dans la pratique les valeurs de k sont évidemment beaucoup plus grande.

X - 4.2.3. Propriétés des pentes

A - Pentes positives :

La pente positive maximum se trouve soit en O soit en O' (figure X - 4)

Figure X.4.



a) Pente en O' : ce cas se produit pour $U < 0,6$ à condition que k soit suffisamment faible. La valeur de cette pente en fonction de k nous est donné par la figure X - 5. Ces courbes sont tracées pour des impulsions de hauteur et de durée unité. Si nous avons une hauteur H et une durée

et une durée T la pente correspondant à une valeur de k sera celle donnée par la figure multipliée par H/T.

REMARQUE :

Nous remarquerons que les courbes de la figure X - 5 ne sont pas tracées au-delà des valeurs de k où la pente en O est égale à la pente en O'.

b) Pente en O : ce cas se produit pour $U < 0,6$ à condition que k soit suffisamment élevé et pour $U > 0,6$ pour toutes les valeurs pratiquement utilisables de k.

La dérivée de I étant nulle pour $t = 0$ la valeur de cette pente P est égale à celle de la sinusoïde à l'origine c'est-à-dire :

$$P = \frac{2\pi Ak}{UT}$$

B - Pentes négatives :

a) La pente négative minimale de I est conservée puisque la sinusoïde se termine avant l'abscisse du point où la pente est minimale.

b) La valeur absolue maximale de la pente négative maximale dans la zone d'action de la sinusoïde est toujours inférieure à la pente positive maximale. Elle est égale à :

pente du sinus + pente de I (valeur positive)

La pente négative minimale du sinus étant au plus égale à l'opposé de la pente maximum positive ; la valeur absolue de la pente négative minimale de I dans la zone d'action du sinus est donc bien inférieure à la pente positive maximale.

X - 5. PARAMETRES DE L'IMPULSION J

Ces paramètres sont : A, P_M , T, k, U. ($\beta = 1,088$)

L'étude des contraintes fixe la valeur absolue de la pente maximale P_M et limite la hauteur H.

Nous allons faire quelques remarques à propos de ces paramètres.

X - 5.1. - A -

Ce paramètre fixe la hauteur de J. Nous avons vu au § X - 4.22. que deux cas se présentent :

$U < 0,6$: $A = H$ (la hauteur maximale de I et J sont égales).

$U > 0,6$: Le maximum a lieu pour $t = UT$ donc :

$$H = \frac{A(UT(1 - \cos 2\pi \frac{UT}{T}) + k \sin 2\pi \frac{UT}{UT})}{\beta T}$$

d'où :

$$A = \frac{\beta H}{U (1 - \cos 2\pi U)} \quad (X a)$$

X - 5.2. - T -

A étant fixé, l'impulsion J doit avoir les maximum de ses pentes positives et négatives inférieurs en valeur absolue à P_M :

La pente négative de plus grande valeur absolue est la même pour I et J. Nous allons déterminer la condition pour qu'elle soit supérieure à P_M . Pour une valeur A et une valeur de T égale à 2,18 secondes I a une pente négative égale à $-1,73.A$. Donc pour une durée T elle vaut :

$$-1,73.2,18. \frac{A}{T} = -3,77 \frac{A}{T}$$

donc il faut que $T > 3,77 \frac{A}{P_M}$

L'impulsion J doit avoir une surface supérieure à une certaine valeur S_m . La hauteur étant fixée la valeur de T devra donc être supé-

rieure à une certaine valeur que nous allons déterminer.

Les surfaces de I et J sont les mêmes. Pour une hauteur de 1 et une durée T de 2,18 secondes elle est égale à l'unité (impulsion I_0). Pour une hauteur donnant un coefficient A et une durée T elle est égale à :

$$\frac{A.T}{2.18} \quad \text{donc} \quad T > \frac{2.18.S_m}{A}$$

Donc A étant fixé, T doit être supérieure à la plus grande des deux valeurs suivantes (que nous appellerons T_m) :

$$\left| \begin{array}{l} 3.77 \frac{A}{P_M} \quad (X \ b) \\ 2.18 \frac{S_m}{A} \quad (X \ c) \end{array} \right.$$

Sa valeur sera fixée dans l'étude qui suivra.

X - 5. 3. - U -

Sa valeur sera fixée dans l'étude qui suivra.

X - 5. 4. - k -

A, U, T, étant fixés nous allons montrer que k prendra la valeur maximale compatible avec la pente désirée.

En effet, le module du spectre de fréquence de J pour une pulsation donnée est égale à la somme géométrique de deux vecteurs. L'un de ces vecteurs représente le spectre de I (soit $\vec{S}_I$) l'autre celui de la sinusoïde ($\vec{S}_S$).

U, T, et la pulsation étant fixés, les arguments de $\vec{S}_I$ et de $\vec{S}_S$ le sont aussi.

A étant fixé le module de $\vec{S}_I$ l'est aussi et celui de $\vec{S}_S$ est proportionnel à k.

Donc pour que le module du vecteur somme soit maximum il faut

Cette valeur de k est fixée par P_M .

Si P_M est à l'origine 0 :

$$(X d) k = \frac{U.T.P_M}{2\pi A} \quad (\text{voir § X - 4. 2. 3. (A)})$$

Si P_M est en O' :

La valeur de k est fixée par les courbes de la figure X - 5.

On cherche k correspondant à $\frac{T}{A} P_M$ (voir § X - 4. 2. 3. (A))

X - 6. INFLUENCE DES PARAMETRES SUR LE MODULE DU SPECTRE DE FREQUENCE

X - 6. 1. Remarque préliminaire

Nous allons montrer que l'étude peut se ramener à une certaine gamme de H , P_M , T que nous appelons "gamme de base" nous pourrions toujours nous y ramener par des coefficients multiplicatifs.

Nous allons essayer d'améliorer l'impulsion I_B c'est-à-dire $H = 1$, $P_M = 1,73$, $T = 2,18$. La gamme de base aura des valeurs variant autour de ces nombres.

Nous ramenons une impulsion J à une impulsion de la gamme de base J_B grâce à deux affinités (l'indice B désignera ce qui se rapporte à la gamme de base).

L'une appelée E_h verticale et de module K_h

$$H = K_h \cdot H_B$$

L'autre appelée E_T horizontale et de module K_T

$$T = K_T \cdot T_B$$

Nous avons donc la relation : $J = (E_h)(E_T)J_B$

D'après les propriétés affines des transformées de Fourier, si nous appelons M_J le module du spectre de J nous avons :

$$M_1 = (E_H)(E_T) M_{JB}$$

$$\omega = (E_D)(E_T) - 1 \omega_B$$

Nous verrons par la suite comment sont utilisées ces propriétés.

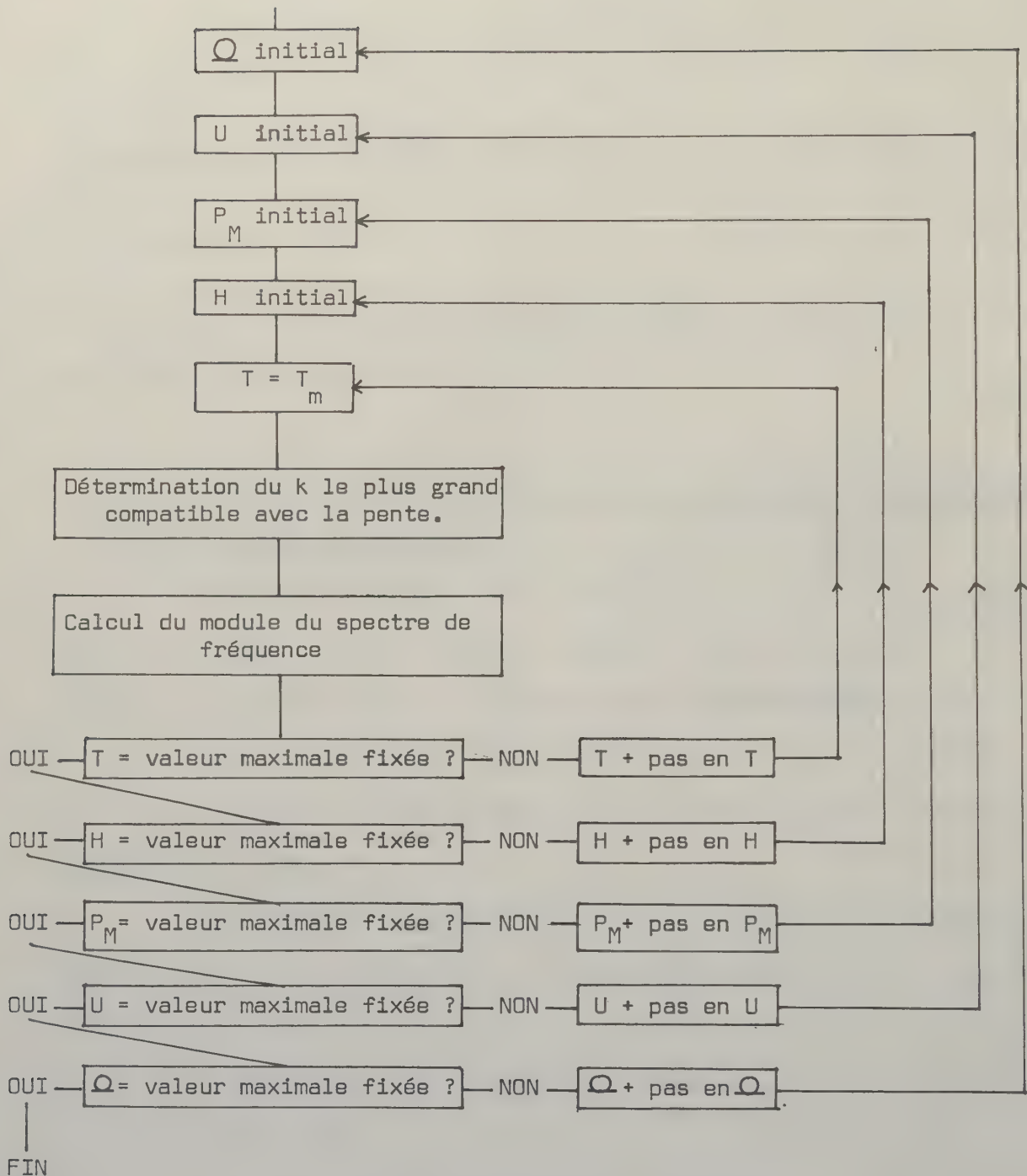
X - 6. 2. Etude elle-même

Montrons tout d'abord que si, T étant donné, le rapport P_M/H est constant, le module du spectre est égal à H fois le module trouvé pour $H = 1$.

En effet quand H est multiplié par une constante c, P_M et le module le sont aussi. Nous trouverons donc des lois en P_M/H .

L'étude qui a été faite, peut être systématisée par l'organigramme suivant.

X - 6. 2. 1. Organigramme



X - 6. 2. 2. Résultats

$$M = f(T)$$

Le module du spectre de fréquence présente un maximum dont l'abscisse est indépendante de P_M , H , U , Q (à condition que U soit supérieur

à certaines valeurs que nous ne rencontrons pas dans la pratique) figure X - 6. Elle ne dépend que de T et répond à la relation empirique suivante :

$$\Omega_{Topt} = 13$$

Nous nous reporterons aux figures : X - 6, X - 7, X - 8.

$$M = f(H)$$

Deux cas se présentent suivant que la pente positive maximum se trouve en O ou en O'.

a) pente en O : La variation du module est pour chaque valeur de T, U,

P_M , croissante et sensiblement linéaire (figure X - 9).

b) pente en O' : Il existe un maximum dont l'abscisse est indépendante

de T, U mais est fonction de P_M .

$$H = \frac{2,6 P_M}{\quad}$$

(figures X - 10, X - 11, X - 12, X - 13, X - 14).

$$M = f(P_M)$$

La variation du module est pour chaque valeurs de T, U, H, croissante et sensiblement linéaire. (figures X - 15, X - 16)

$$M = f(U)$$

Le module présente un maximum très plat pour chaque couple P_M/H et T, étant donné (figures X - 17, X - 18).

Nous appellerons la valeur de U au maximum "U optimale". Les valeurs des U optimaux sont consignés dans les tableaux : U_4 , U_5 , U_6 et par la figure X - 19 (les tableaux sont en annexe chapitre H).

REMARQUES :

- Lorsque l'on trace la courbe module en fonction de la durée de l'impulsion pour les valeurs optimales de U. On retrouve un maximum pour la même valeur de $T = 13/$. (figures X - 20, X - 21, X - 22)

- Lorsque l'on trace la courbe module en fonction du rapport P_M/H , pour des valeurs optimales de U, on retrouve des variations **crois-**santes et sensiblement linéaires (figures X - 20, X - 21, X - 22).

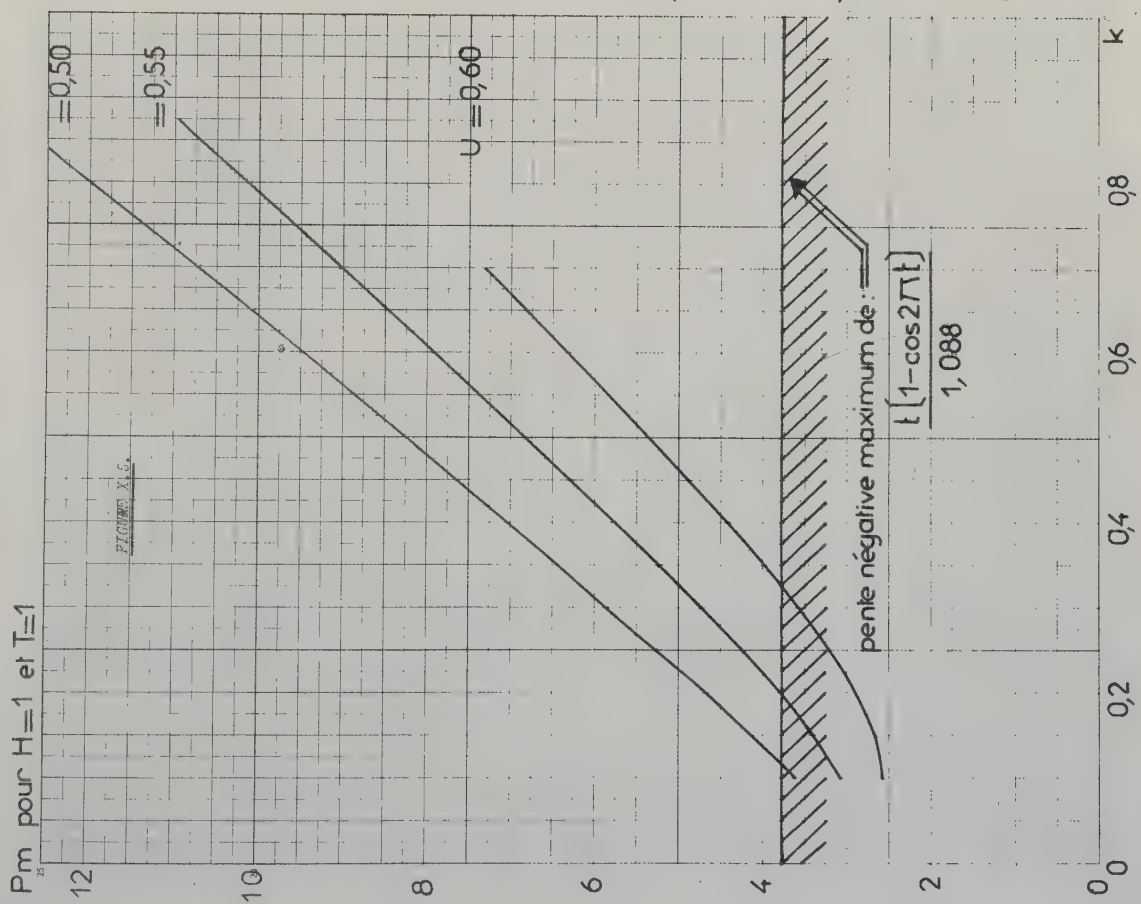
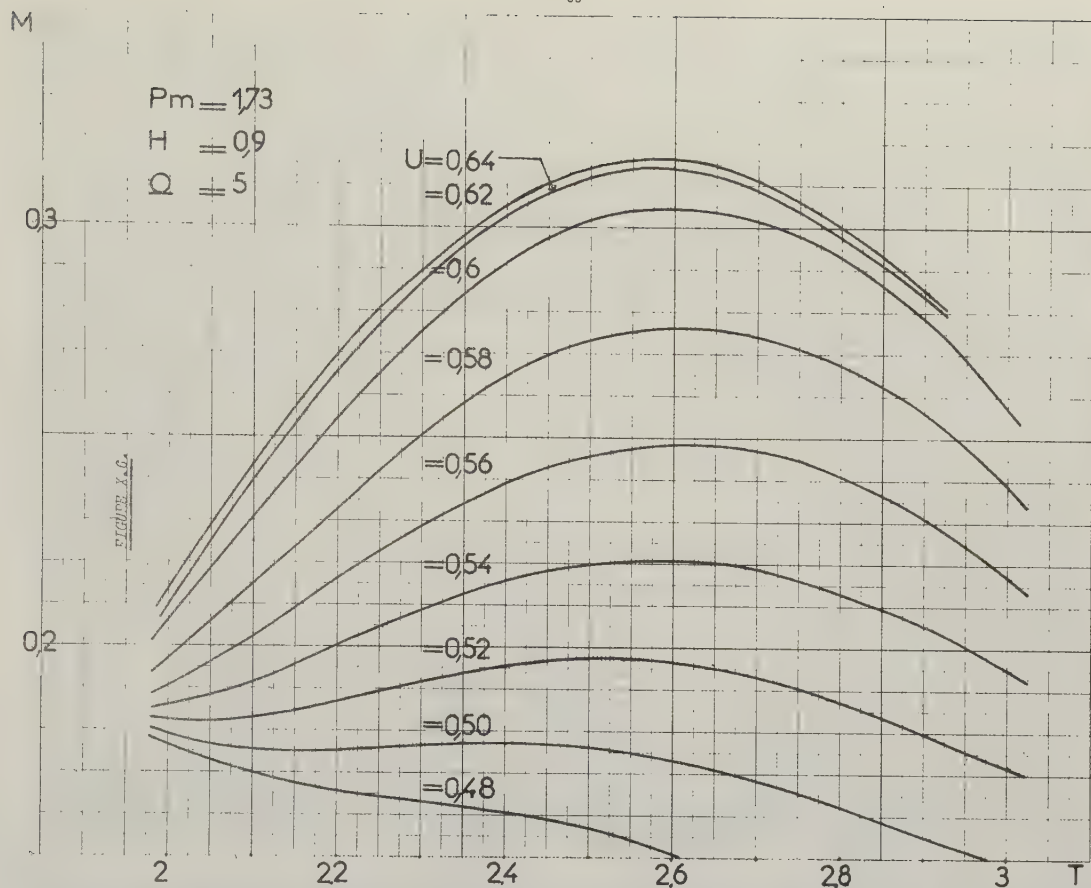
X - 6.3. Conclusions pratiques

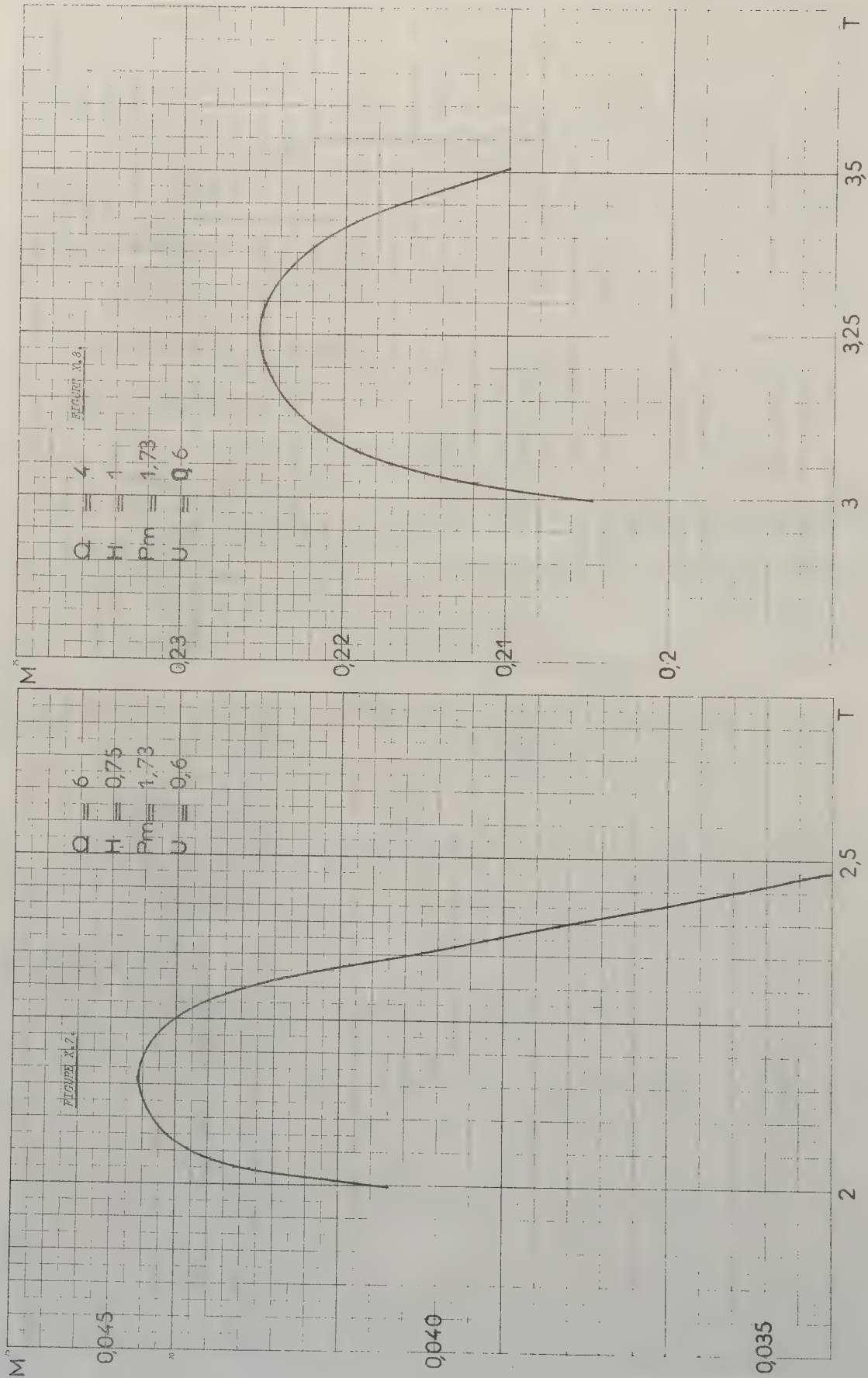
1°) Les valeurs utilisées pour les durées des impulsions seront toujours supérieures ou égales à la durée optimum $13/$ en effet (voir § X - 5.2. pour la définition de T_m)

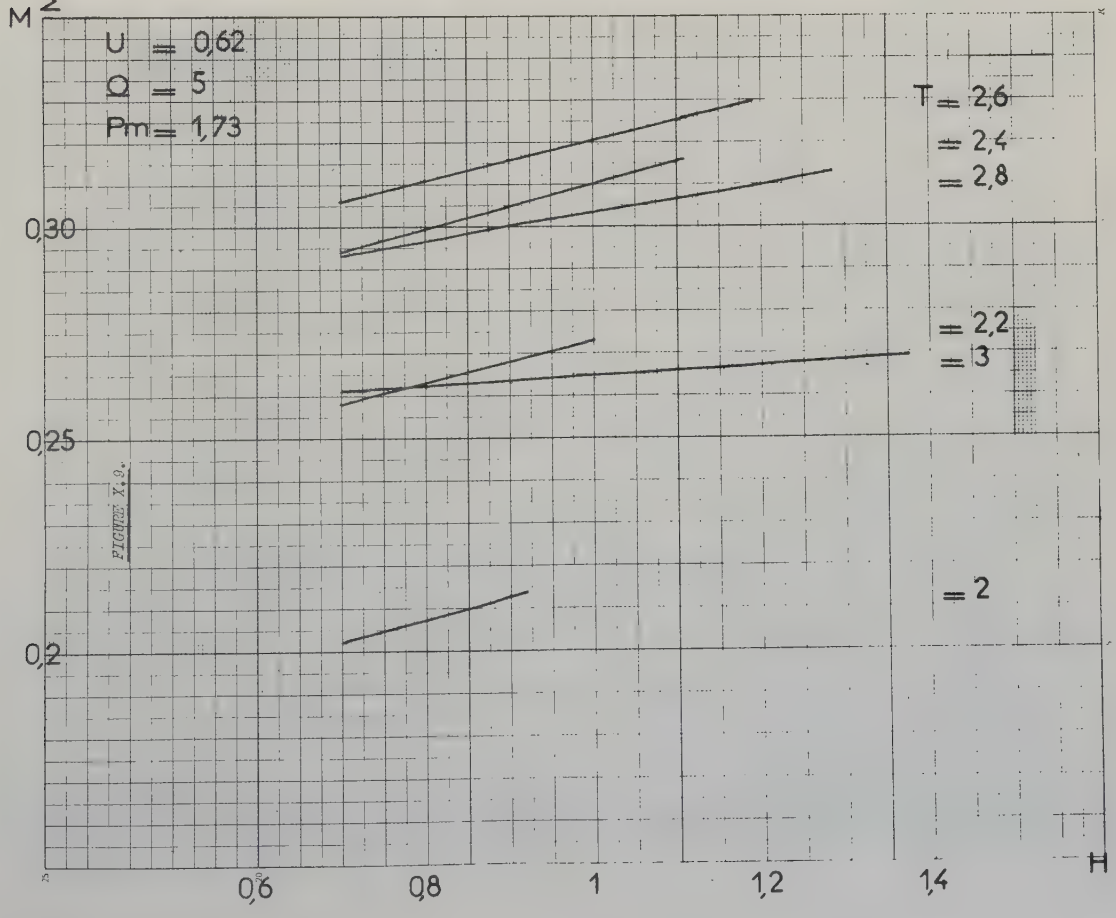
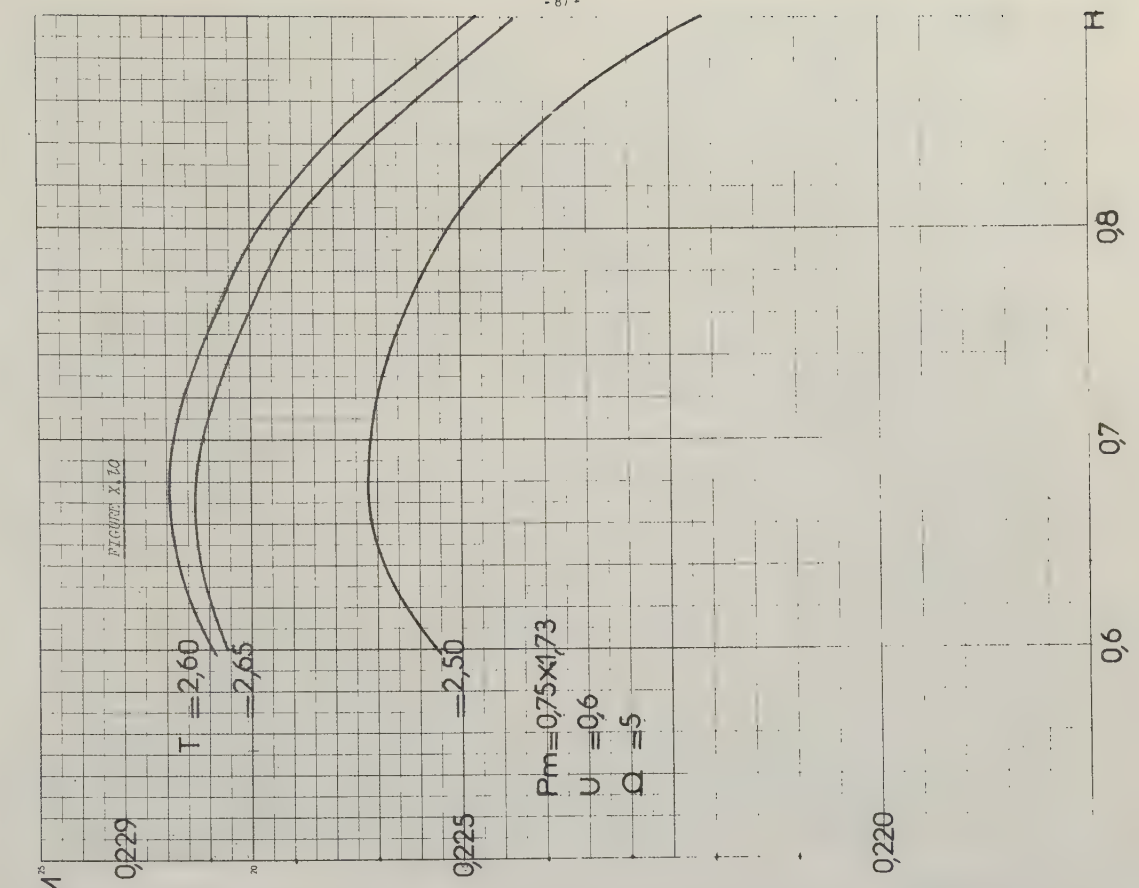
Si $T_m = T_{opt}$: la durée de l'impulsion est évidemment T_{opt} .

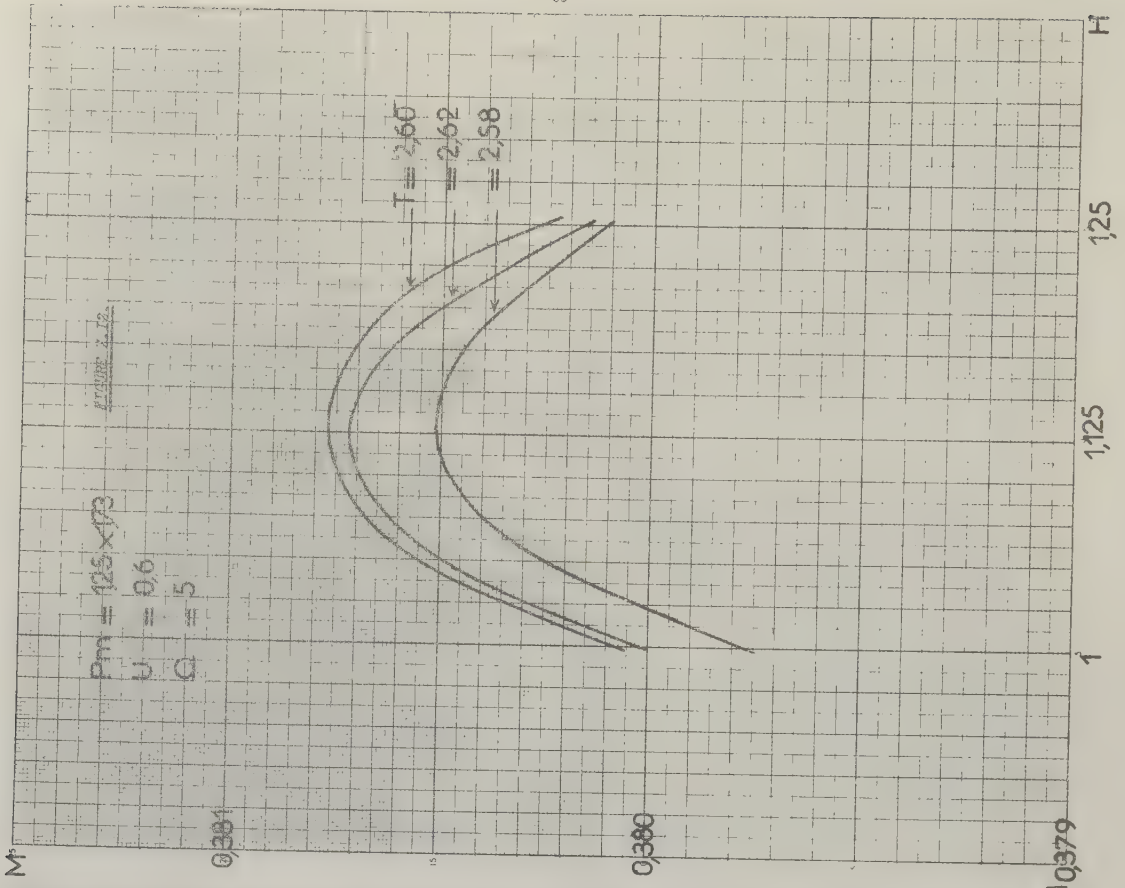
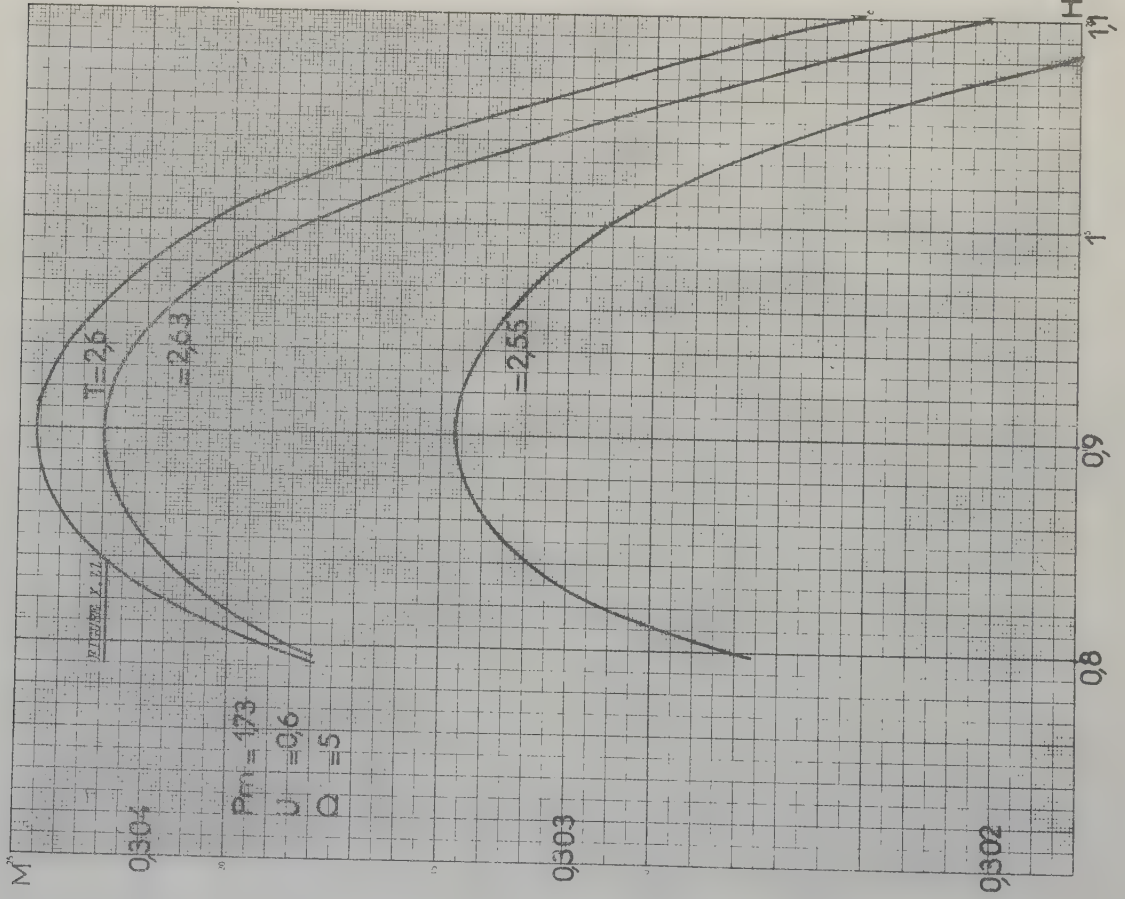
Si $T_m > T_{opt}$: la durée de l'impulsion est T_m puisque pour $T = T_{opt}$ la courbe $M = f(T)$ est décroissante.

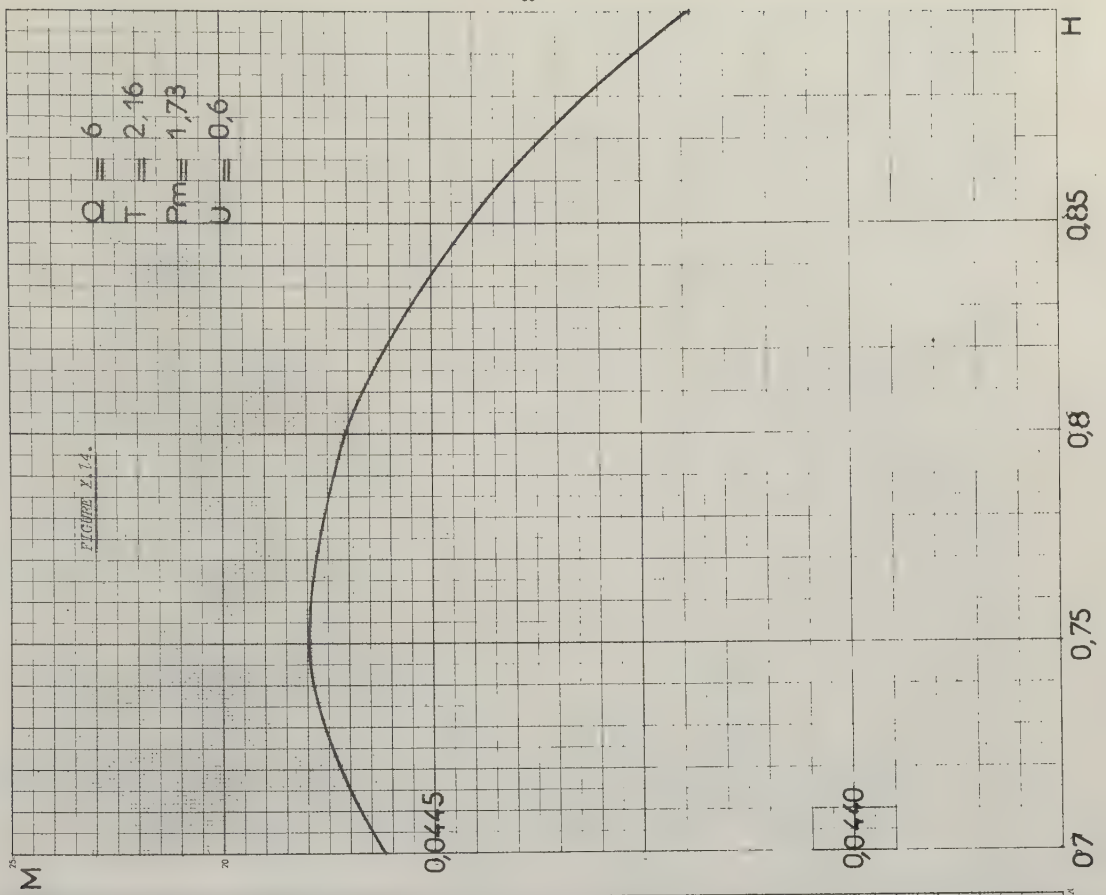
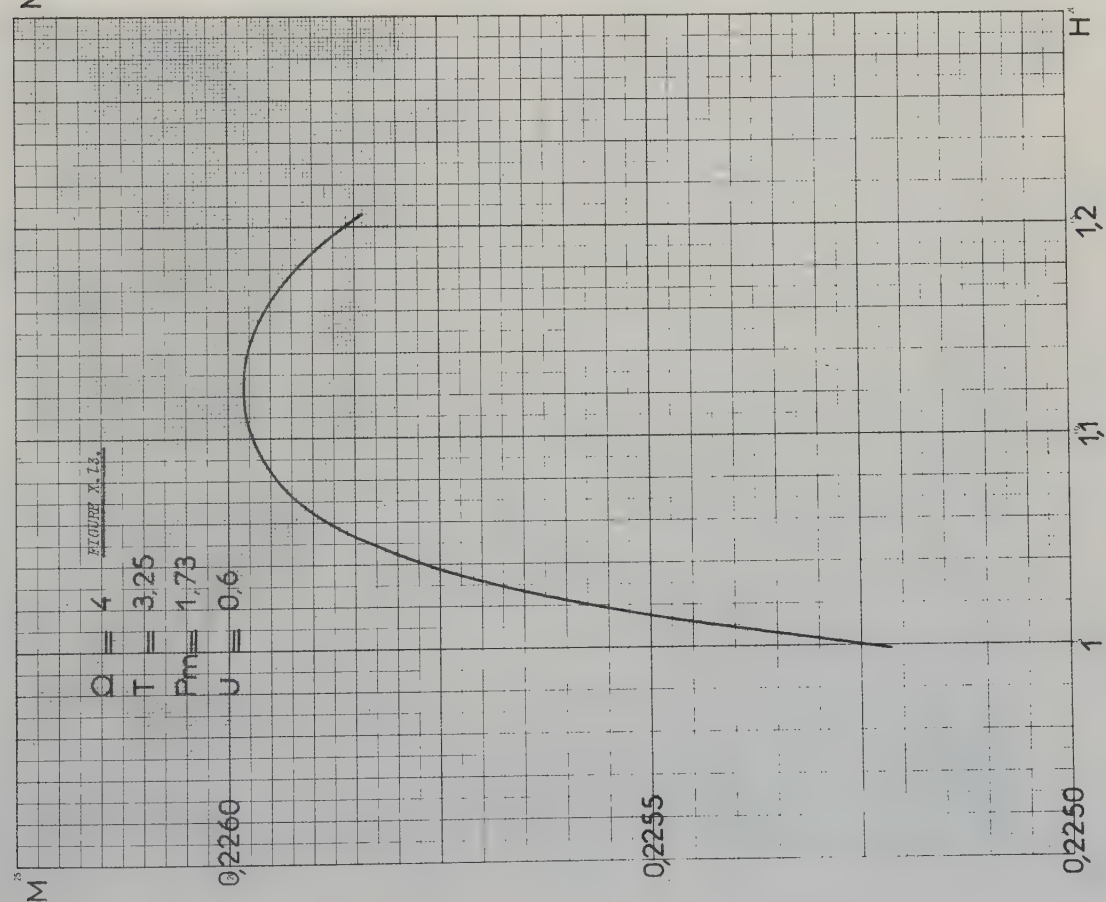
2°) Les valeurs de U pratiquement utilisées sont supérieures ou égales à 0,61, c'est-à-dire que la pente maximum est à l'origine.

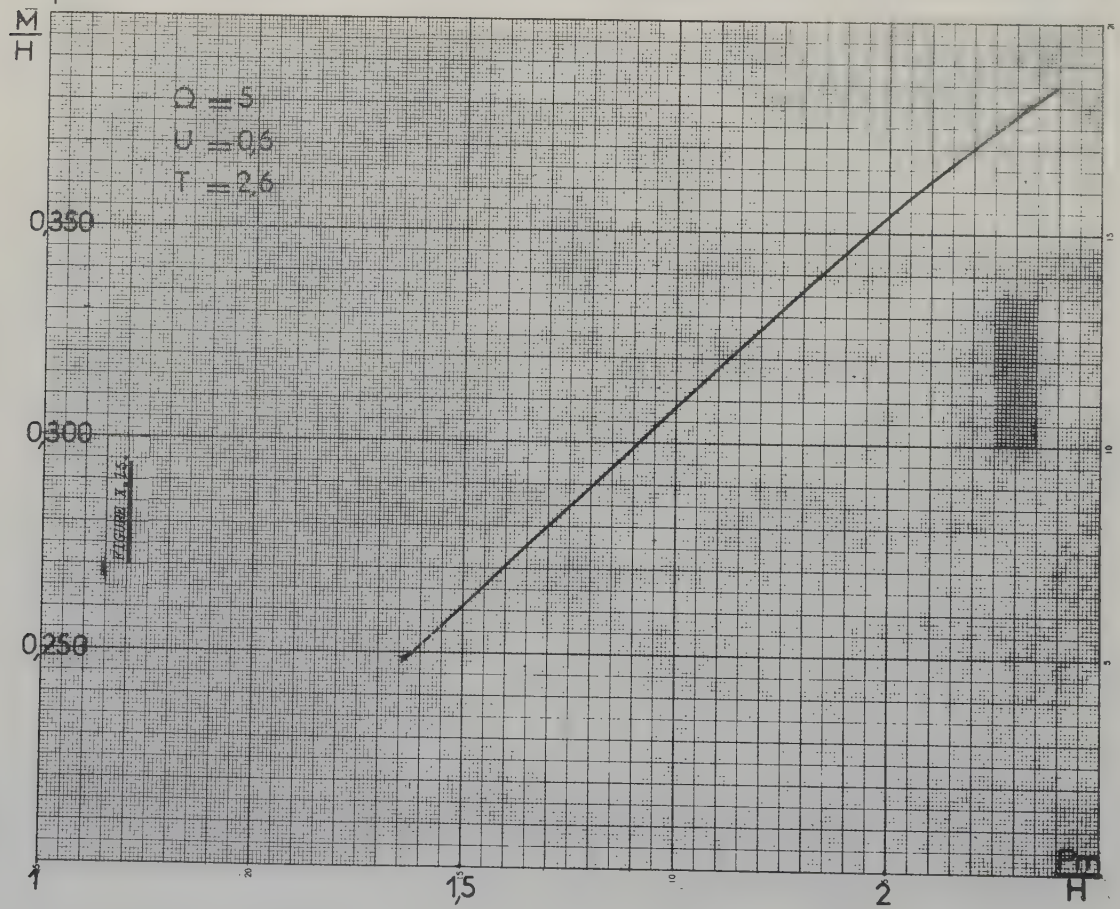
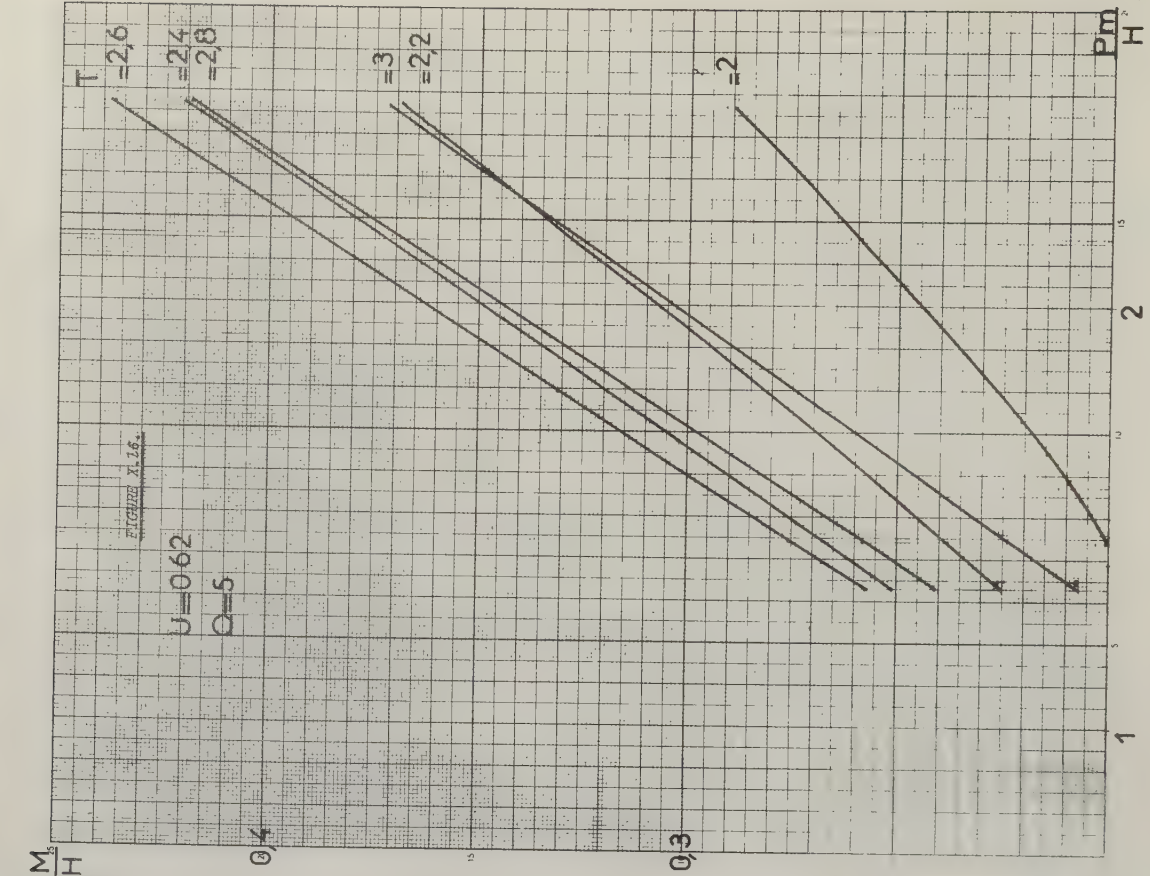


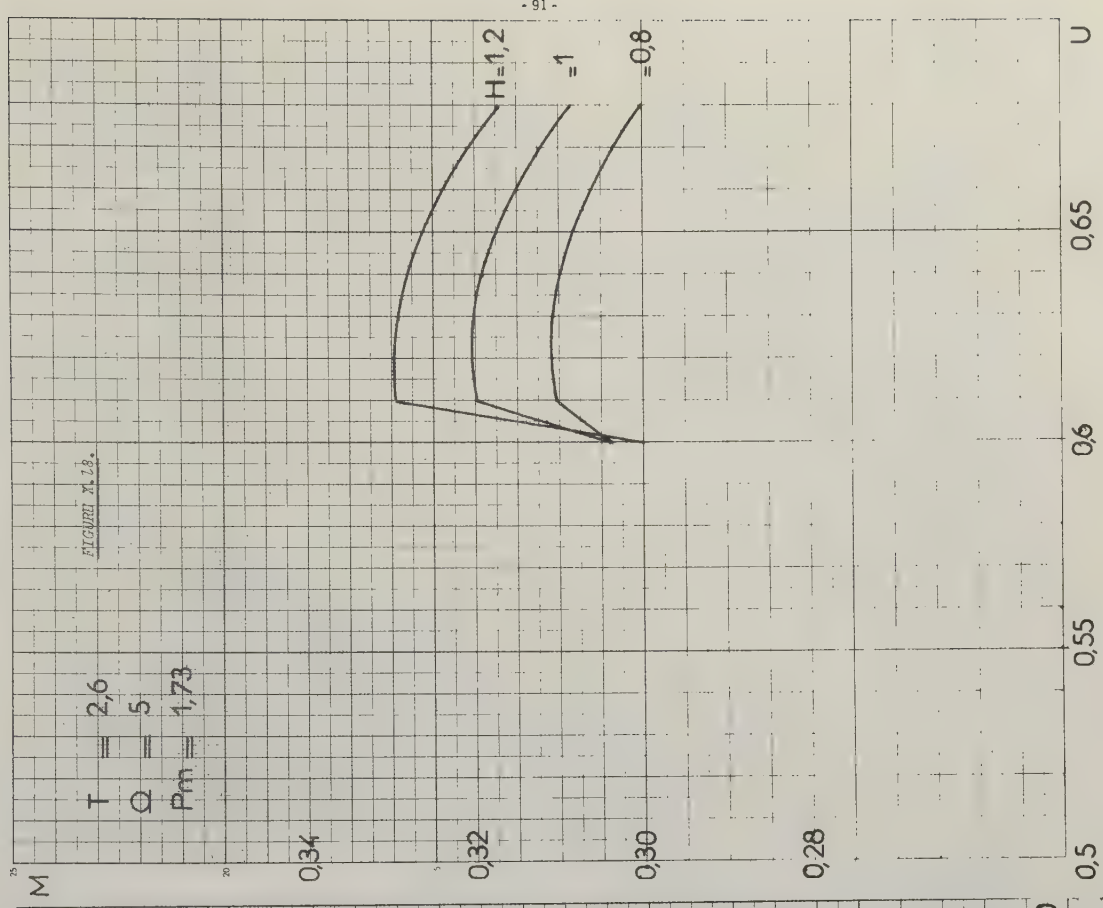
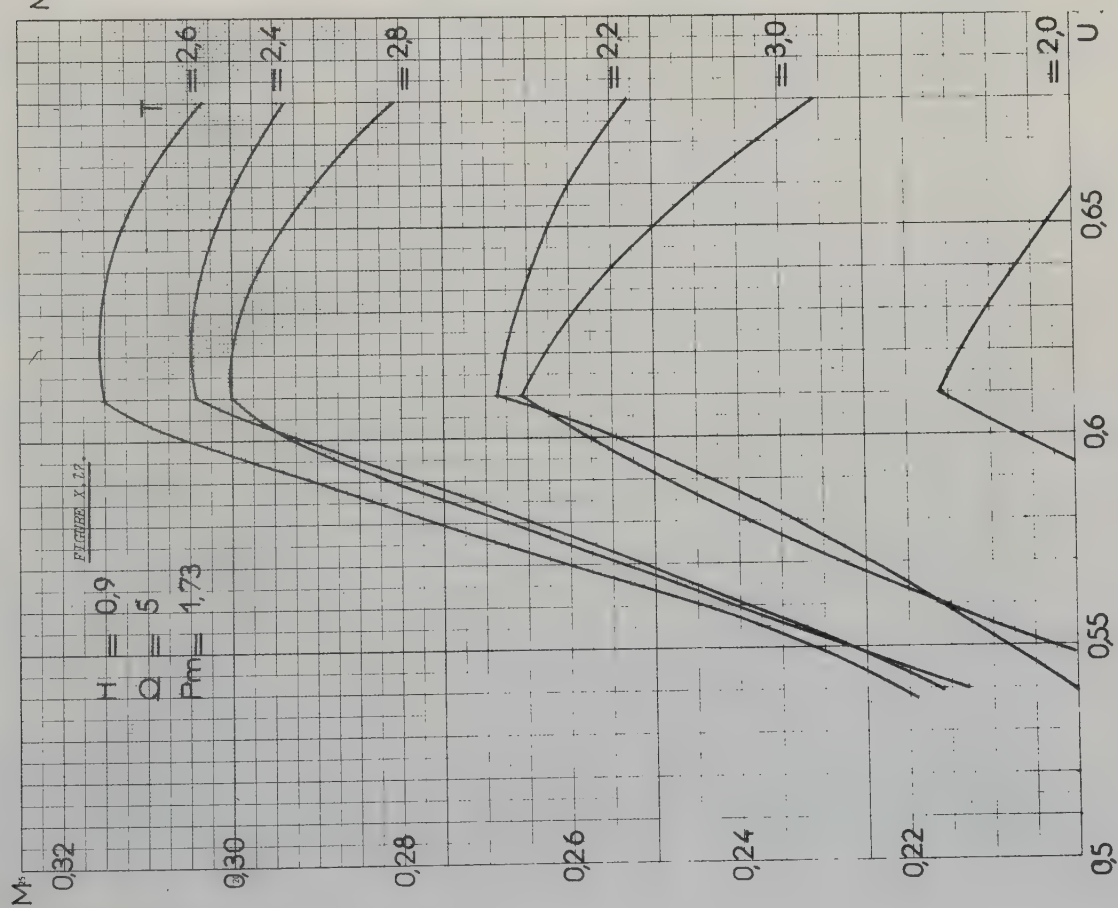


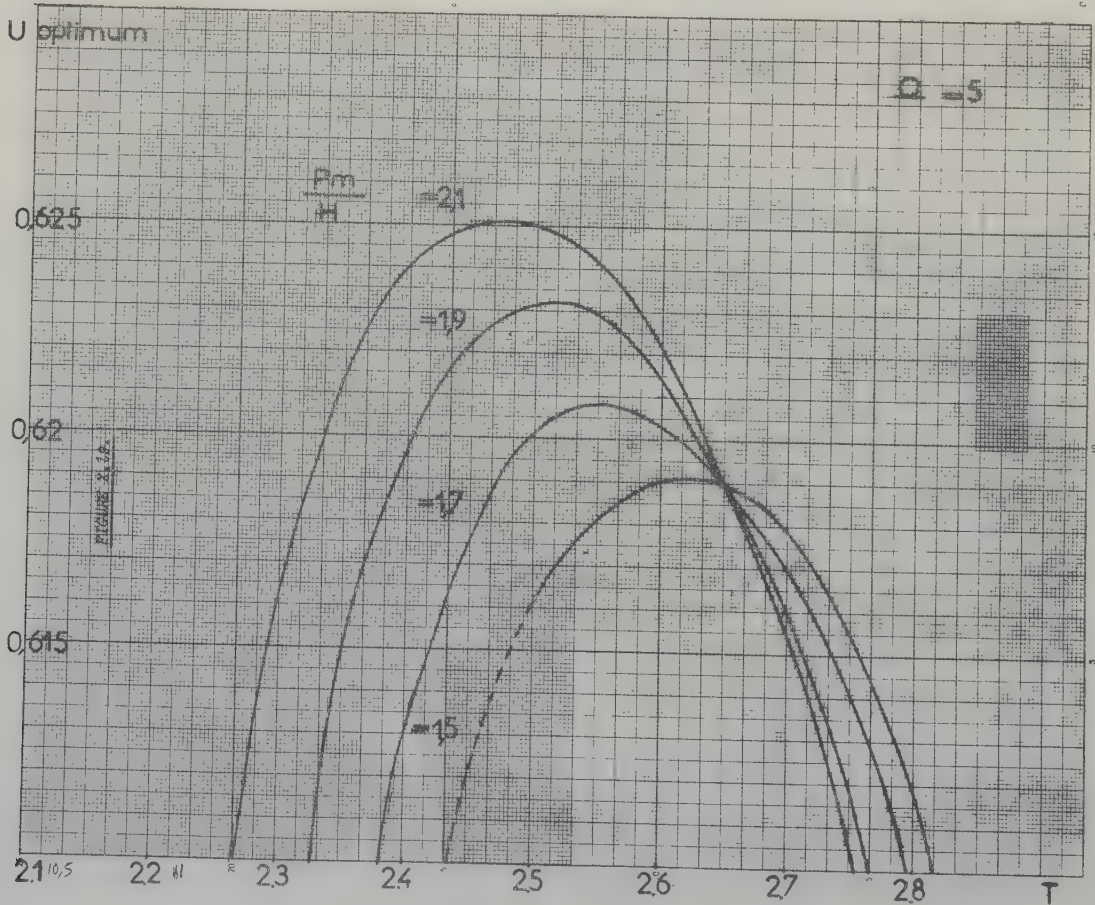
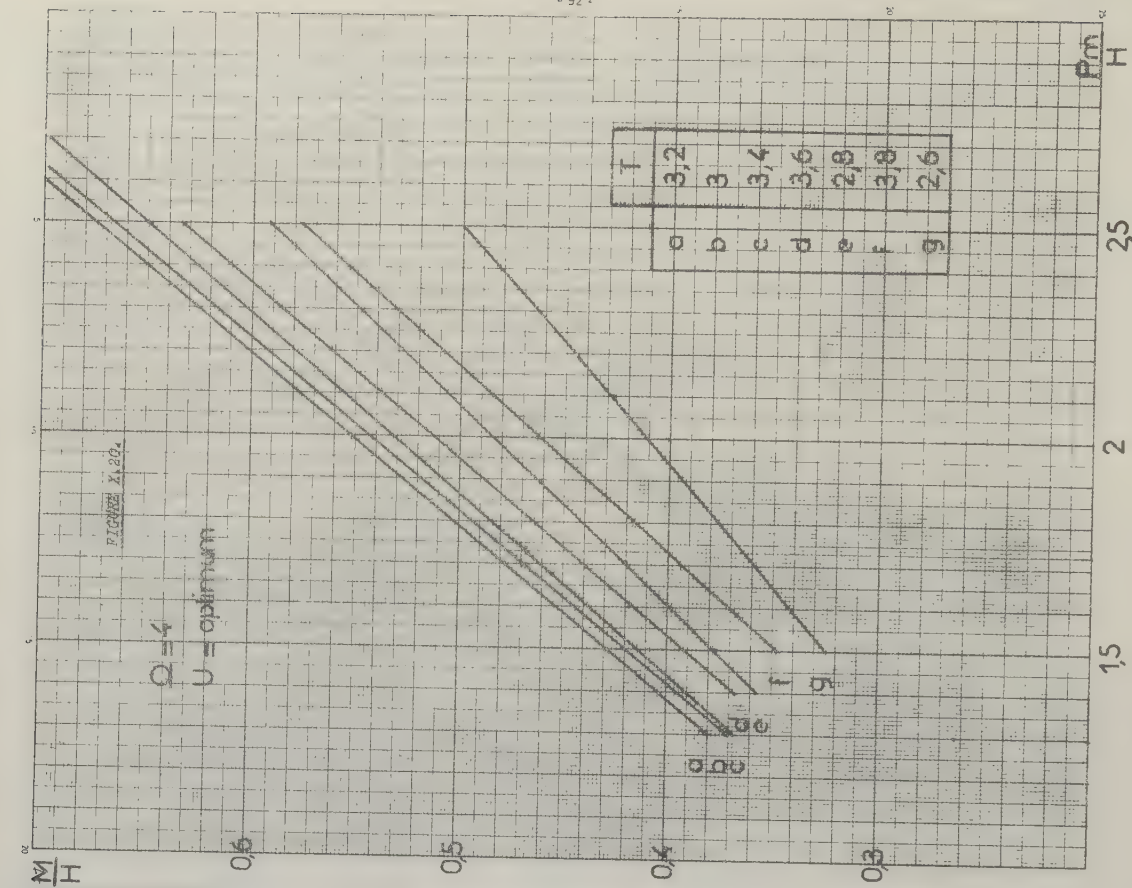


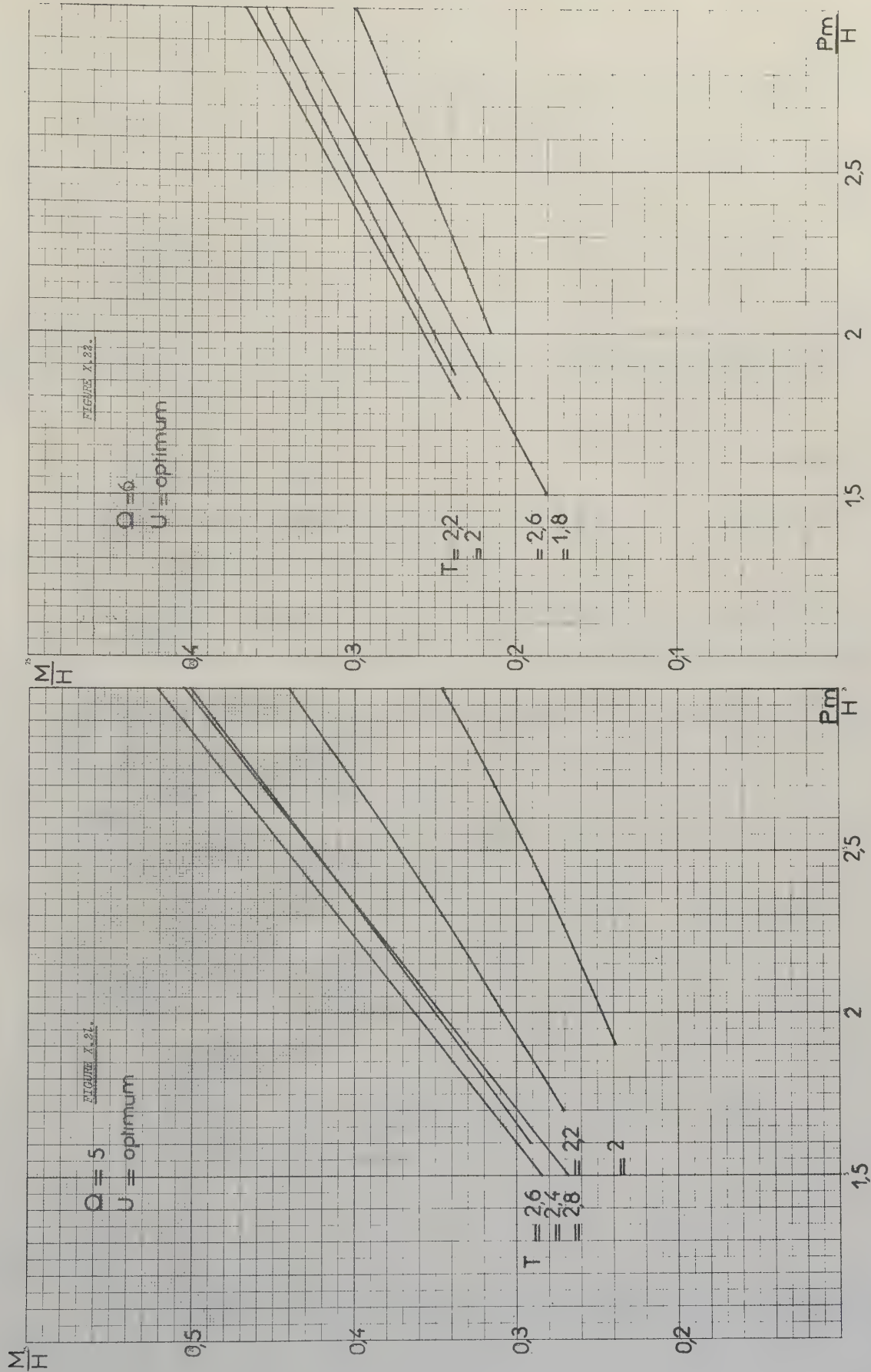












CHAPITRE XI

UTILISATION DE L'IMPULSION J

XI - 1. RECHERCHE DES CONTRAINTES IMPOSEES A L'IMPULSION PAR LE SYSTEME

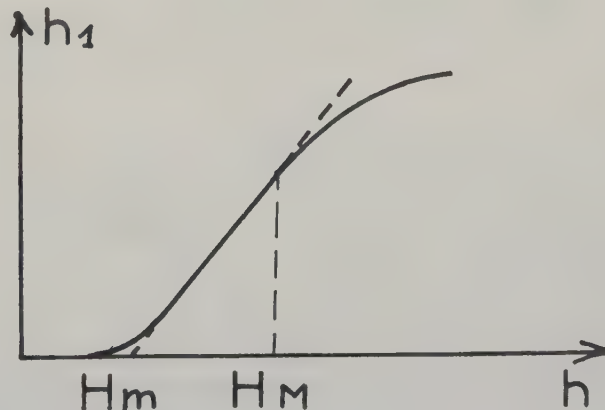
Nous désirons trouver : H_M , H_m , S_m , P_M .

XI - 1. 1. Recherche de H_M

Nous pouvons envoyer au système des impulsions ou des échelons de hauteurs variables et mesurer la sortie.

Soit h la hauteur de l'entrée et h_1 celle de la sortie. Si nous traçons h_1 en fonction de h on obtient une courbe dont la forme est donnée par la figure XI - 1. La hauteur maximum tolérée H_M est donnée par la fin de la partie rectiligne.

Figure XI.1.



REMARQUE

Pratiquement la valeur de H_M peut être inférieure à celle donnée par la courbe. Ceci dans le cas où pour cette valeur, le calibrage des instruments de mesure ne donne pas une bonne précision. Il y a souvent inté-

rêt à diminuer H_M et à passer sur un calibre inférieur.

XI - 1. 2. Recherche de H_m

H_m peut avoir plusieurs provenances :

1°) Il peut être donné par un seuil comme le montre la figure

XI - 1.

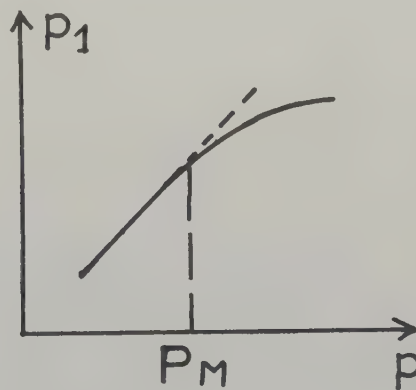
2°) Connaissant H_M qui est la valeur autour de laquelle nous opérons (U étant supérieur ou égale à 0,61, le module du spectre est d'autant plus grand que la hauteur est grande), les appareils de mesures ont certains calibres. H_m peut être la hauteur en dessous de laquelle la précision de l'appareillage n'est plus très bonne pour les calibres affichés.

XI - 1. 3. Recherche de P_M

Nous envoyons au système des rampes de pente p et nous mesurons la pente de la sortie soit p_1 .

Nous traçons la courbe p_1 en fonction de p (figure XI - 2) la fin de la partie rectiligne donne P_M .

Figure XI.2.



XI - 1. 4. Recherche de S_m

H_m , H_M , P_M étant déterminés nous envoyons au système un signal I de hauteur H tel que $H_m \leq H \leq H_M$ et de durée T égale à $\frac{3,77 H}{P_M}$ (voir §

X - 5. 2. formule X - b, dans le cas de I, A = H).

Si le système n'est pas suffisamment excité c'est que la surface de l'impulsion est trop faible. Nous augmentons la durée jusqu'à une valeur T_k . La surface minimum est égale à $\frac{H \cdot T_k}{2,18}$.

XI - 2. RECHERCHE DE L'IMPULSION I QUI PERMET DE DETERMINER

XI - 2. 1. Choix de I

I et I_B sont reliés par les relations suivantes (§ X - 6. 1.)

$$T = K'_T \cdot 2,18$$

$$H = K'_h \cdot 1$$

$$P_M = \frac{K'_h \cdot 1,73}{K'_T}$$

$$\text{donc } K'_h = \frac{P_M \cdot K'_T}{1,73} \quad K'_T = \frac{1,73 \cdot 2,18 \cdot H}{P_M}$$

d'où :

$$T = \frac{1,73 \cdot 2,18 \cdot H}{P_M} \quad (\text{voir § X - 5. 2. formule X - b dans le cas de I, A = H}).$$

c'est-à-dire la valeur minimale de la durée d'une impulsion pour une hauteur donnée.

Donc l'impulsion I sera de hauteur H telle que $H_m \leq H \leq H_M$. et dont la durée sera le T_m correspondant à H. Nous noterons ces impulsions : I (H, T_m).

Nous allons montrer que nous pouvons prendre n'importe laquelle des impulsions I que nous venons de déterminer. Pour ceci nous allons prouver que Ω est sensiblement constant pour tous les I (H, T_m).

Considérons deux impulsions $I_1 (H_1, T_{1m})$ et $I_2 (H_2, T_{2m})$ de même pente P_M .

Si la pente P_M est la même les affinités orthogonales vertica-

le et horizontale qui font passer de I_1 à I_2 ont le même module

$$\text{donc } H_2 = a \cdot H_1$$

$$T_{2m} = T_{1m} \cdot a$$

Pour I_1 , l'erreur sur la détermination de la fonction de transfert devient trop grande à partir d'une pulsation Ω_1 à laquelle correspond un module M_1 .

Aux alentours de Ω_1 nous pouvons approximer le module du spectre par une branche d'hyperbole d'équation : $\frac{M_1 \cdot \Omega_1}{\omega}$

L'erreur est en T/M . A la pulsation Ω_2 nous devons donc avoir la relation (cette relation n'est valable que si Ω_2 n'est pas très différent de Ω_1) :

$$\frac{T_1}{M_1} = \frac{T_2}{M_2} = \frac{aT_1}{M_2}$$

$$\text{Donc : } M_2 = a \cdot M_1$$

Lorsque l'on passe de I_1 à I_2 le module du spectre de I_1 est multiplié par a^2 . Donc la pulsation Ω_2 est déterminée par les relations :

$$\frac{M_1 \cdot \Omega_1}{\omega} \cdot a^2 = a \cdot M_1$$

$$\Omega_2 = \frac{\omega}{a}$$

$$\text{Nous trouvons : } \Omega_1 = \Omega_2$$

Pratiquement l'impulsion qui donne les meilleurs résultats est $I(H_m, T_m)$ car la précision de l'échantillonnage est plus grande.

XI - 2. 2. Détermination de K_T et de Ω_B

Pour pouvoir comparer deux impulsions, il faut qu'elles appor-

tent la même énergie au système : c'est-à-dire qu'elles aient la même surface.

Définissons une impulsion du type I, ayant même Ω que précédemment mais de surface 1, ceci afin de pouvoir la comparer à I_B .

Cette impulsion I se déduit de I_B par les coefficients K_T et K_h tels que :

$$\frac{K_h}{K_T} = \frac{P_M}{1,73}$$

$$K_H \cdot K_T = 1$$

$$\text{d'où : } K_T = \sqrt{\frac{1,73}{P_M}} \quad (\text{XI a})$$

$$\text{à la pulsation } \Omega \text{ correspond } \Omega_B = \sqrt{\frac{1,73}{P_M}} \Omega$$

la valeur Ω_B telle que :

XI - 3. RECHERCHE DE L'IMPULSION J DONT LE MODULE DU SPECTRE EST MAXIMUM
POUR CONNAISSANT LES CONTRAINTES IMPOSEES

P_M, H_m, H_M, Ω sont désormais connus. Il faut déterminer T, U, k, A de J .

XI - 3. 1. Détermination de la durée de J

Deux cas peuvent se présenter suivant que T_{opt} est supérieur à tous les T_m ou inférieur à l'un deux (X - 6. 2. 2.).

XI - 3. 1. 1. T_{opt} supérieur à tous les T_m

Dans ces conditions il est évident que l'on choisit la durée de l'impulsion à envoyer au système égale à la valeur optimum de T .

XI - 3. 1. 2. T_{opt} inférieur à au moins un T_m

Nous allons tracer la courbe représentant T en fonction de H (figure XI - 3) :

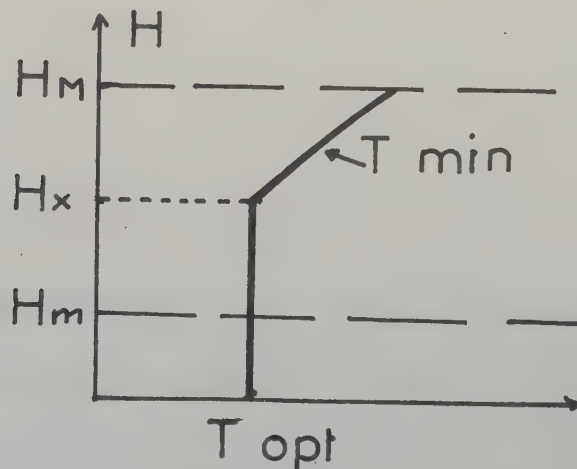


Figure XI.3.

c'est-à-dire que plus H est grand plus le module du spectre est grand.
La question est de savoir s'il faut prendre H_x et T_{opt} ou une valeur de H comprise entre H_M et H_x et une durée T_m correspondante.

Pour ceci il faut déterminer le module des spectres pour Ω à l'aide du tableau M (en annexe chapitre F), pour plusieurs impulsions de hauteur variant de H_x à H_M et les comparer. Il faut connaître les U, A, k correspondants.

XI - 3. 2. Détermination de U

Nous disposons de tableaux (U_4, U_5, U_6) qui donnent U_{opt} en fonction de P_M/H et de T pour une valeur de Ω . Ces tableaux ont été faits pour la gamme de base à laquelle nous allons nous ramener.

Rappelons que la valeur de K_T a été précédemment déterminée (formule XI - a du § XI - 2. 2.).

$$K_T = \sqrt{\frac{1,73}{P_M}}$$

Nous prenons le tableau correspondant sensiblement à :

$$\Omega_B = K_T \Omega$$

Il nous faut maintenant la valeur de P_M/H que nous ramenons à la gamme de base :

$$P_M = \frac{K_h \cdot P_{MB}}{K_T}$$

$$H = K_h H_B$$

Donc :

$$\left[\frac{P_M}{H} \right]_B = K_T \cdot \frac{P_M}{H}$$

D'où la valeur de U.

XI - 3. 3. Détermination de k et A

Les valeurs de k et de A se déduisent des formules que nous avons données précédemment (§ X - 5. 1. formule X - a et § X - 5. 4. formule X - d).

XI - 4. DETERMINATION DE L'IMPULSION J LA MEILLEURE

A l'aide des tableaux M_1 (annexe chapitre F), nous allons tracer les courbes module du spectre en fonction de la pulsation pour des signaux J où celui-ci est maximum, pour des pulsations... $\Omega - \Delta \Omega$, Ω , $\Omega + \Delta \Omega$...

Nous voulons déterminer la valeur minimum du module du spectre d'entrée qui permette d'obtenir une précision convenable sur la détermination de la fonction de transfert ; ceci pour chacun des signaux J dont nous venons de parler (soit M_{Om}).

Nous supposons que la détermination de la fonction de transfert à l'aide de l'impulsion I devienne imprécise à partir de la pulsation Ω à laquelle correspond un module M_{Od} du spectre d'entrée et un module M_{Fd} de la fonction de transfert.

La durée de I est T_{Od} , celle de la réponse T_{ld} .

L'erreur la plus importante provient de la sortie. Soit D cette erreur.

$$D = \frac{W_1 T_1}{M_1} \quad W_1 \text{ est une constante}$$

Pour chaque valeur de la pulsation :

$$\frac{M_1}{M_0} = M_F \quad M_F \text{ est le module de la fonction de transfert}$$

Si D est égale à l'erreur maximale tolérée on a :

$$M_{Om} = \frac{W_1 T_1}{M_F D} = \frac{W(T_0 + T_S)}{M_F}$$

W est calculé à la valeur Ω_d du spectre de I.

Nous obtenons :

$$W = \frac{M_{Fd} M_{Od}}{T_{ld}}$$

Nous traçons les courbes $M_{Om}(\omega)$ pour chaque J envisagé (T_0 varie). Le point d'intersection de chacune de ces courbes avec celle du module du spectre correspondant donne une valeur de Ω . On choisit l'impulsion J qui donne le Ω le plus grand.

REMARQUE :

Dans la pratique nous aurons besoin d'extrapoler M_F au-delà de la valeur Ω de I pour ceci nous pourrions utiliser une des méthodes citées en annexe au chapitre G.

CHAPITRE XII

EXEMPLE

Nous avons testé la forme d'impulsion que nous avons déterminé sur le calculateur analogique Analac A 110.

Nous avons choisi la fonction de transfert :

$$\frac{I}{(I + 0,3s)(I + 0,2s)}$$

Nous avons arbitrairement imposé à l'entrée les contraintes suivantes :

$$P_M = 1,73$$

$$H_M = H_m = I$$

Nous avons procédé aux identifications suivantes :

1°) Fonction de transfert sans perturbation.

2°) Fonction de transfert avec perturbation. Nous avons injecté une onde de forme sensiblement sinusoïdale de fréquence 0,9 et d'amplitude crête à crête 0,2 (figure XII - 1).

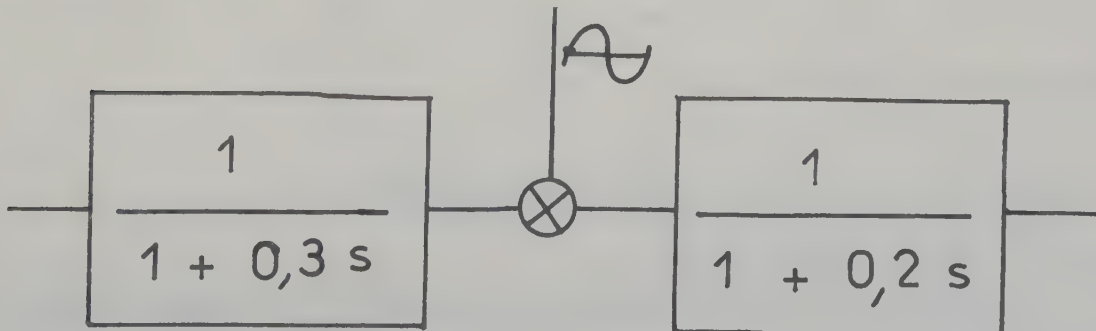


Figure XII.1.

XII - 1. FONCTION DE TRANSFERT SANS PERTURBATION

a) Détermination de Ω

Nous envoyons au système une impulsion I de durée 2,18 s. et de hauteur I. La courbe d'erreur (figure XII - 2) nous montre que au-delà d'une pulsation de 6,5 rd/s il n'y a plus possibilité de déterminer de façon satisfaisante la fonction de transfert. L'erreur d'échantillonnage pour les courbes d'entrée et de sortie a été prise égale à 0,025.

b) Détermination de l'impulsion J

$$T_{opt} = \frac{13}{6,5} = 2 \quad (\S X - 6.2.2.)$$

$$T_m = \frac{3,77.1}{1,73} = 2,18 \quad (\S X - 5.2. \text{ formule X - b})$$

T_m étant supérieur à T_{opt} , J aura une durée égale à T_m .

P_M/A est égal à 1,73. Nous consultons le tableau U_6 pour $\Omega = 6$. Nous prendrons $U = 0,62$ ce qui n'est pas la valeur optimale mais est admissible étant donné le peu de concavité des maxima de U .

Grâce aux formules des § X - 5.1. formule X - a et X - 5.4. formule X - d, nous trouvons $A = 1,0149$ et $k = 0,372$. Nous testons alors le système avec l'impulsion J. Les courbes de la figure XII - 3 permettent de constater l'amélioration.

XII - 2. FONCTION DE TRANSFERT AVEC PERTURBATION

a) Détermination de Ω

L'impulsion I sera la même que précédemment. La courbe d'erreur (figure XII - 4) montre qu'au-delà d'une pulsation de 4,2 rd/s la précision sur la détermination de la fonction de transfert n'est plus accepta-

ble. L'erreur d'échantillonnage de la courbe d'entrée a été prise égale à 0,025, celle de la courbe de sortie égale à 0,1.

b) Détermination des impulsions J pour $\Omega = 4, 4,5, 5, 6$.

Nous voulons déterminer l'impulsion J la meilleure. Pour ceci construisons les courbes module du spectre en fonction de la pulsation tel que celui-ci soit le plus grand possible pour :

$\Omega = 4, 4,5, 5, 6$. Soit $S_4, S_{4,5}, S_5, S_6$ ces modules.

S_0 est celui de I. Nous donnons maintenant les paramètres de ces impulsions :

$\Omega = 4$
 $T_{opt} = 3,25s$
On prend $U = 0,62$
D'où $k = 0,546$
 $A = 1,0149$

$\Omega = 5$
 $I_{opt} = 2,6s$
On prend $U = 0,62$
D'où $k = 0,437$
 $A = 1,0149$

$\Omega = 6$
 $T_{opt} = 2,6s$, mais $T_m = 2,18s$, donc $T = T_m$
On prend $U = 0,62$
D'où $k = 0,372$
 $A = 1,0149$

Prenons une approximation du module de la fonction de transfert de la forme C/ω^N .

ω	3	4
M_F	0,637	0,500

D'où : $C = 2,11$ et $N = 1,04$.

Nous en déduisons :

ω	4.2	4.5	5	5.5
M_F	0.475	0.440	0.404	0.350

La durée de l'impulsion de sortie correspondant à une durée d'entrée de 2,18 s est de 4,1 s donc $T_S = 1,92$ s.

Nous allons déterminer la durée des réponses aux différentes impulsions J envisagées.

ω	4	4.5	5	6
T_0	3.25	2.88	2.6	2.18
T_1	5.17	4.80	4.52	4.10

Le module M_{0d} du spectre S_0 pour la pulsation 4,2 est 0,26.

Donc $W = 0,0301$

$$\text{Et } M_{Om} = 0,0301 \frac{T_1}{M_F}$$

Les courbes module des spectres et les courbes M_{Om} sont tracées à la figure XII - 5. La valeur approximative de Ω pulsation au-delà de laquelle, pour chaque impulsion J envisagée, la précision sur la détermination de la fonction de transfert n'est plus suffisante sont encerclées.

L'impulsion J qui semble la meilleure a pour paramètres :

$$T = 2,6$$

$$U = 0,62$$

$$A = 1,0149$$

$$k = 0,437$$

Ce qui est confirmé par les courbes d'erreur (figure XII - 4) et le tracé des fonctions de transfert obtenues pour chaque J (figure XII - 5) ; dans ce tracé nous avons adopté les conventions suivantes :

+ Impulsion I

• Impulsion J pour $T = 2,60$ s

× Impulsion J pour $T = 3,25$ s

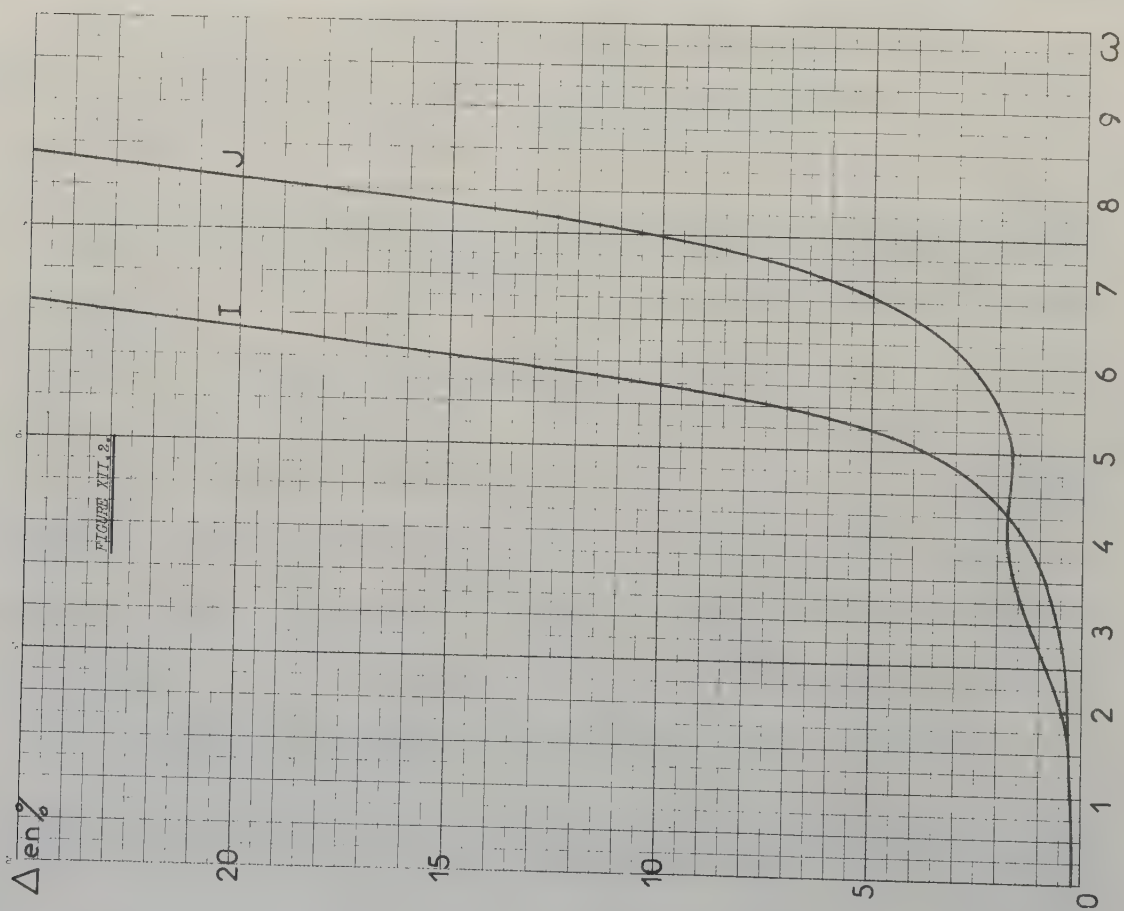
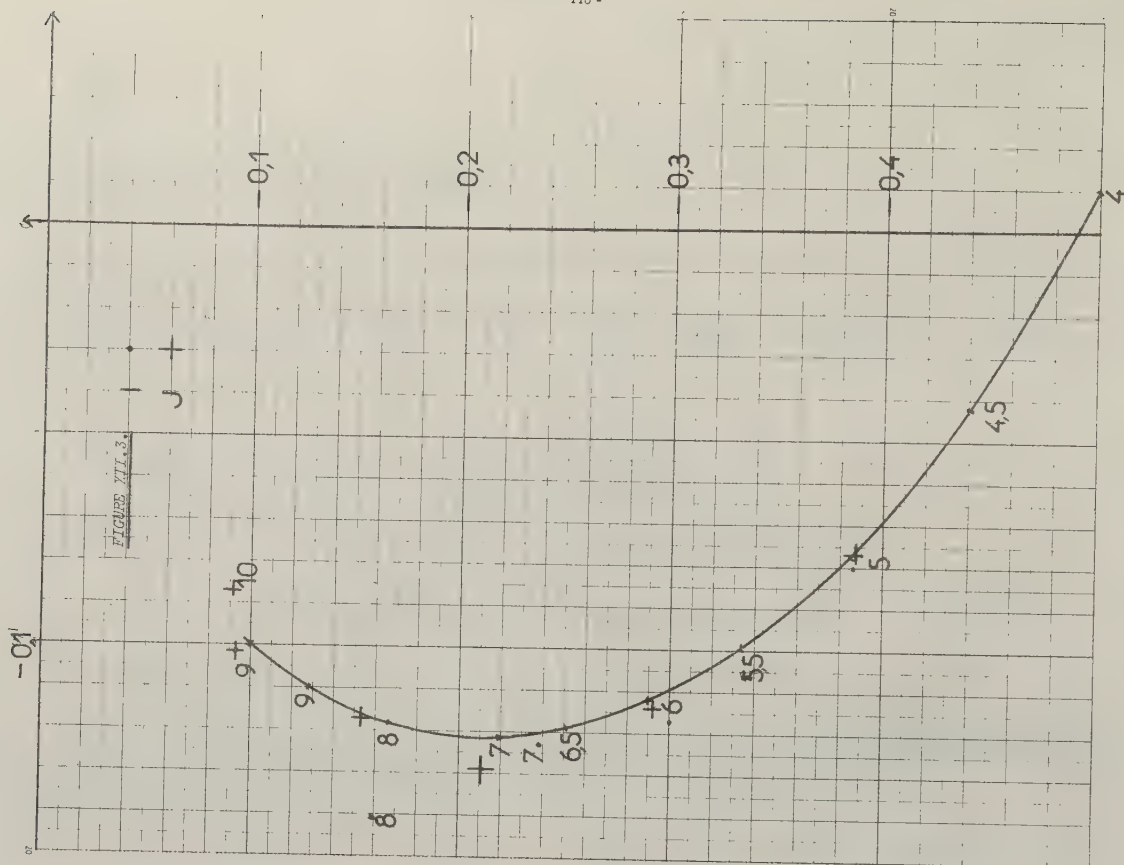
◦ Impulsion J pour $T = 2,18$ s

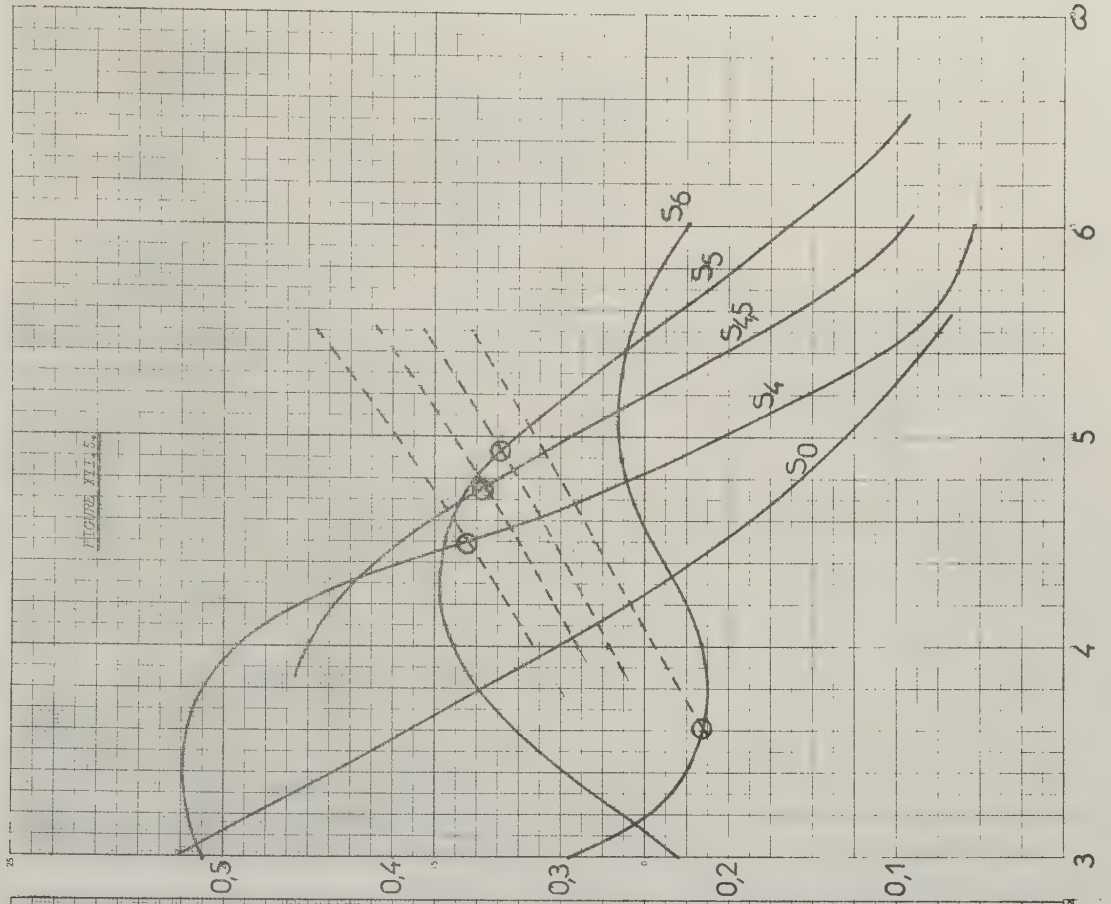
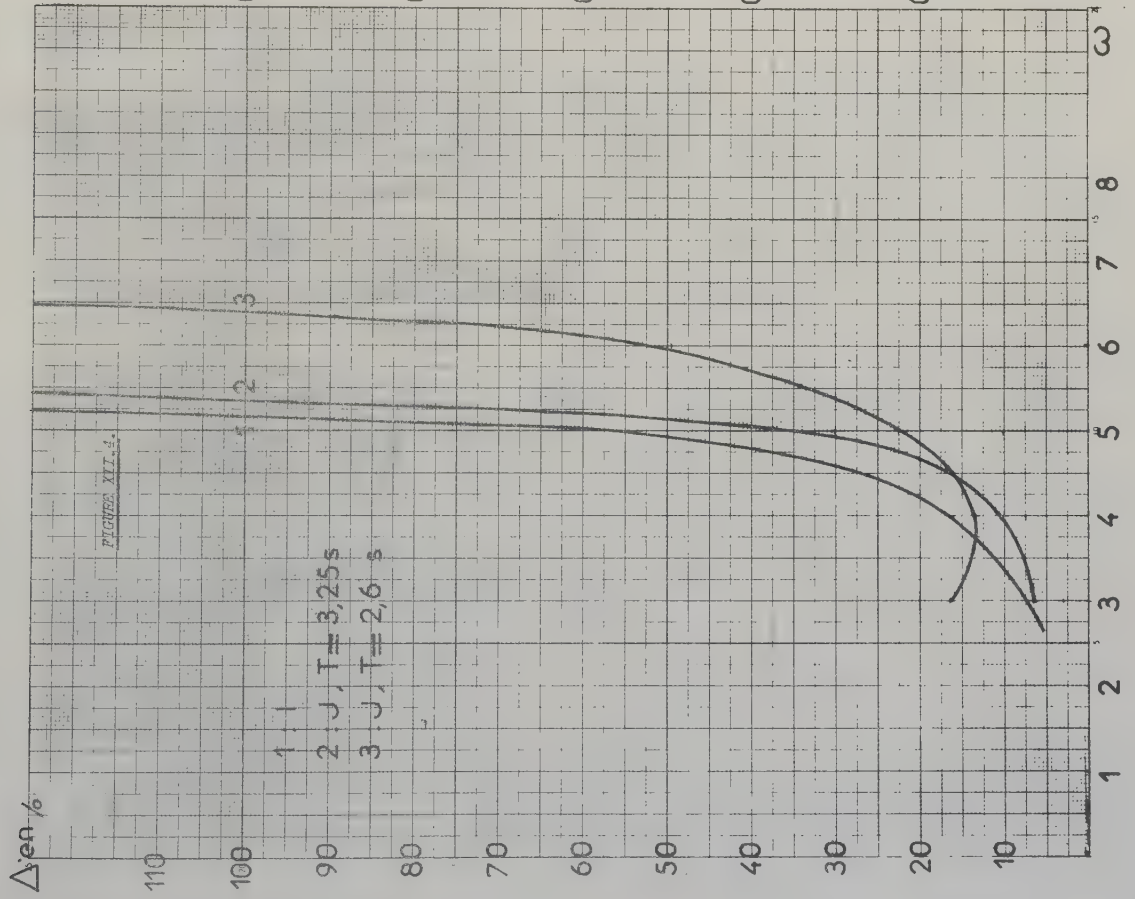
XII - 3. CONCLUSIONS

Les résultats obtenus sur ces exemples ne sont pas spectaculaires, en effet :

a) Nous opérons en basses fréquences.

b) Dans le second cas la pulsation de l'harmonique principale de la perturbation est un peu inférieure à la pulsation au-delà de laquelle on n'a plus de précision sur la détermination de la fonction de transfert quand il n'y a pas de perturbation.



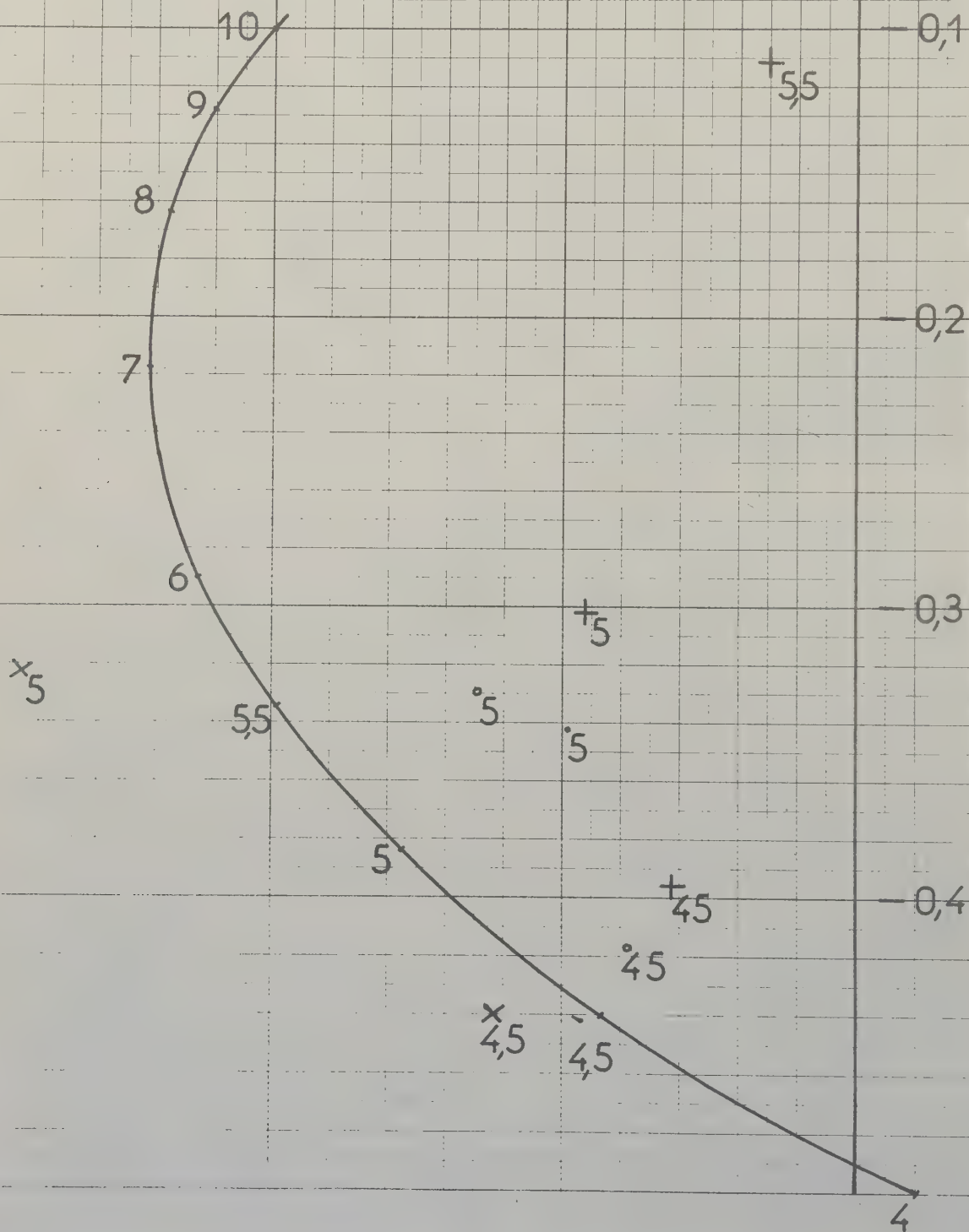


-0,1

- 112 -

FIGURE XII.6.

20



CONCLUSION

Dans la première partie, nous exposons quelques programmes qui facilitent l'étude des systèmes asservis.

Dans la seconde partie, nous proposons une méthode qui permet de traiter à l'ordinateur la détermination des réseaux correcteurs par le critère de NYQUIST.

Les programmes ayant été traités sur ordinateur I.B.M. 650 Standard (mémoire de 2000 mots, langage PASO II, pas de registre d'index), nous ne donnons pas le « listing » des programmes et nous passons sous silence certaines séquences qui sont dues au type de calculateur employé. Par contre, nous nous sommes attachés à détailler les organigrammes et les méthodes utilisées afin de permettre la transcription dans un langage moderne (FORTRAN, ALGOL).

La troisième partie est une étude sur l'identification des processus par des signaux de durée finie. Nous avons constaté (Bibliographie, expériences) que lorsqu'on identifie un système par des « impulsions », la fonction de transfert obtenue n'a plus aucun sens au-delà d'une certaine pulsation Ω . Un calcul d'erreur nous montre que l'erreur commise sur cette détermination est proportionnelle à l'erreur d'échantillonnage que multiplie la durée de l'impulsion (T) divisée par le module du spectre de fréquence (M).

Nous avons, dans un premier temps, essayé de réduire l'erreur aux alentours de cette pulsation en augmentant le terme M; pour ceci, nous sommes partis d'une « impulsion » I (donnée par MM. HOUGEN et WALSH) à laquelle nous avons ajouté une période de sinussoïde de fréquence déterminée. Nous appelons ces signaux J.

Dans un second temps, nous proposons une méthode d'utilisation de ces signaux.

Un exemple permet de constater qu'une amélioration sensible est apportée. Ne disposant pas de générateurs de bruits, nous avons perturbé le système étudié en injectant un signal sensiblement sinusoidal, dont la pulsation est légèrement inférieure à la pulsation au-delà de laquelle la détermination sur la fonction de transfert non perturbée n'avait plus aucun sens lorsque l'entrée était I. Cette pulsation a été choisie, car elle présente l'avantage de masquer la fonction de transfert du système en un point critique; elle permet de faire diminuer la valeur de Ω pour I et de voir dans quelle mesure l'augmentation d'excitation au voisinage de cette pulsation agit.

ANNEXES

CHAPITRE A
DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT SOUS LA FORME D'UN RAPPORT DE DEUX POLYNOMES

CHAPITRE B
CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA PULSATION

CHAPITRE C
DETERMINATION DU GAIN APPLICABLE K_1

CHAPITRE D
RESEAU A AVANCE DE PHASE

CHAPITRE E
RESEAU A RETARD DE PHASE

CHAPITRE F
MODE D'EMPLOI DU TABLEAU M_1

CHAPITRE G
DETERMINATION DU MODULE DE LA FONCTION DE TRANSFERT

CHAPITRE H
TABLEAUX U_4 , U_5 , U_6

CHAPITRE A

DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT
SOUS LA FORME D'UN RAPPORT DE DEUX POLYNOMES.
(Programme D E T F T)

A - 1. REMARQUE

Le programme a été fait pour un ordinateur IBM 650. La faible capacité des mémoires (2.000) ne nous a pas permis de stocker toutes les données et tous les résultats intermédiaires dans la machine. La programmation s'est trouvée compliquée du fait que les R_K , les I_K , les CO_K , les W_{K1} ont été stockés sur des cartes qu'il faut faire relire chaque fois qu'il est nécessaire. L'arrivée des informations se faisant de façon spéciale (7 par 7), la plupart des séquences ne présentent un intérêt que pour ce seul type d'ordinateur.

Nous n'explicitons donc que deux séquences :

- 1°) Modification des parties réelles et imaginaires suivant le degré du pôle.
- 2°) Le classement des coefficients de la matrice dans une zone, en vue de la résolution du système qui donnera les p et les q.

A - 2. ORGANIGRAMME GENERAL

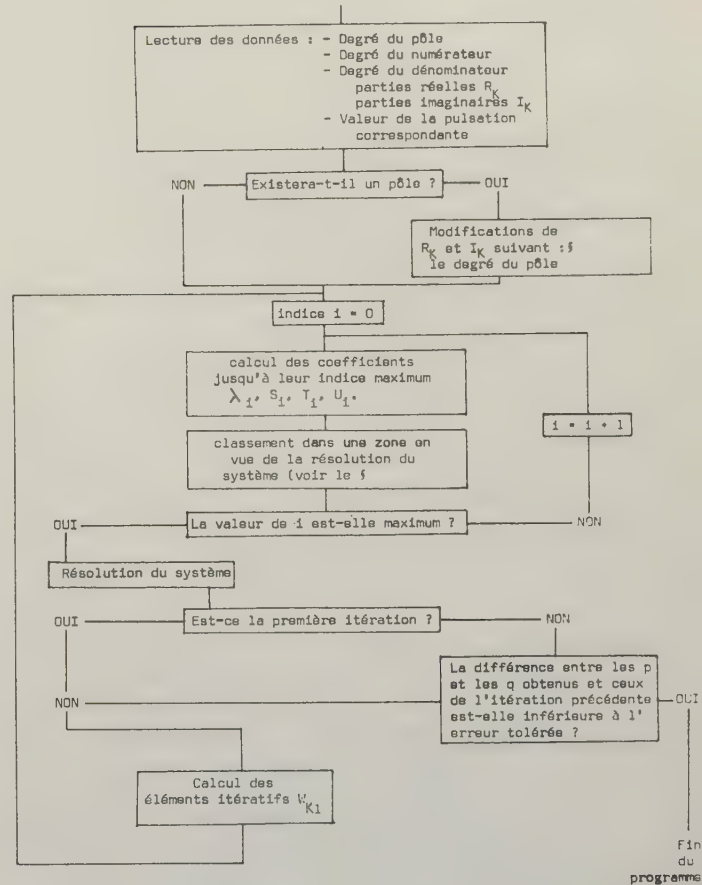
Dans ce paragraphe, nous exposons succinctement la marche suivie par la machine, pour la résolution du problème.

La machine lit tout d'abord les données. Puis, s'il existe un pôle, elle modifie les valeurs des R_K et des I_K (voir § II - 5).

Ensuite, s'effectue le calcul des éléments de la matrice, et leur classement dans une zone, en vue de la résolution du système. Ce cal-

cul et ce classement sont effectués successivement pour chaque indice i (l'indice maximum de chaque coefficient donné au § A - 4, 2).

A partir de la seconde itération, les p et les q trouvés sont comparés à ceux de l'itération précédente, afin de voir si leur différence respective est inférieure à l'erreur tolérée. Si elle est supérieure, le calcul recommencera après la détermination des nouveaux éléments itératifs W_{K1} .



A - 3. MODIFICATION DES PARTIES REELLES ET IMAGINAIRES SUIVANT LE DEGRE DU POLE

Si le degré du pôle de la fonction de transfert est différent de zéro, nous avons vu dans la partie théorique que l'on multiplie la fonction de transfert $(R_K + j I_K)$ par $(j \omega)^P$, P étant la puissance du pôle.

D'où détermination des coefficients de :

$$(j \omega)^P (R_K + j I_K)$$

Plusieurs cas se présentent :

a) P pair :

Deux cas peuvent se présenter :

α) P est multiple de 4

$$(j)^P = + I, \text{ la fonction de transfert s'écrit donc } \omega^P R_K + j \omega^P I_K$$

β) P n'est pas un multiple de 4

$$(j)^P = - I, \text{ la fonction de transfert s'écrit donc } - R_K \omega^P - j I_K \omega^P$$

b) P impair :

Deux cas peuvent là aussi se présenter :

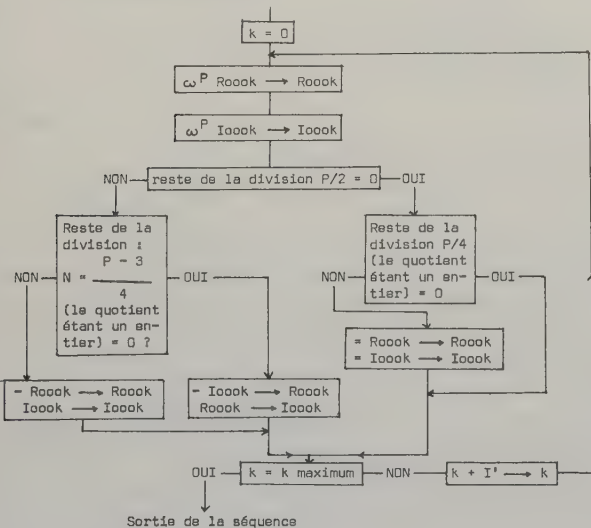
α) $P = 4n + 3$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

$$(j)^P = - j, \text{ la fonction de transfert s'écrit } - j \omega^P R_K + \omega^P I_K$$

β) $P = 4n + 1$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

$$j \omega^P R_K - \omega^P I_K$$

D'où l'organigramme suivant :



REMARQUE :

A k donné au départ de la séquence, Rook contient la partie réelle de la fonction de transfert $G(j \omega)$ (R_K), et Iook sa partie imaginaire (I_K).

A - 4. CLASSEMENT DU SYSTEME EN VUE DE SA RESOLUTION

A - 4. 1. Généralités

La matrice qui permet le calcul des coefficients p et q de la fonction de transfert est :

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & -\lambda_2 & 0 & \lambda_4 & \cdot & T_1 & S_2 & -T_3 & S_4 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \lambda_4 & 0 & \cdot & S_2 & T_3 & S_4 & T_5 \\ \lambda_2 & 0 & \lambda_4 & 0 & \lambda_6 & \cdot & T_3 & S_4 & T_5 & S_6 \\ 0 & \lambda_4 & 0 & \lambda_6 & 0 & \cdot & S_4 & T_5 & S_6 & T_7 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ T_1 & S_2 & T_3 & S_4 & T_5 & \cdot & U_2 & 0 & U_4 & 0 \\ S_2 & T_3 & S_4 & T_5 & S_6 & \cdot & 0 & U_4 & 0 & U_6 \\ T_3 & S_4 & T_5 & S_6 & T_7 & \cdot & U_4 & 0 & U_6 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ \cdot \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ \cdot \\ u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \cdot \end{bmatrix}$$

Nous avons donc 4 sous-matrices :

Sous-matrice I	Sous-matrice T et S 1ère section
Sous-matrice T et S, 2ème section	Sous-matrice U

Les éléments de la matrice des coefficients et de la matrice second membre seront classés dans des mémoires consécutives, dont les numéros sont {NoooI, Nooo2, tel que Nooo1 = NooI + 1 - I} de la façon suivante :

1ère ligne de la matrice des coefficients, 1ère ligne de la matrice second membre.

2ème ligne de la matrice des coefficients, 2ème ligne de la matrice second membre, etc...

N représentera le degré du numérateur de la fonction de transfert et D le degré de son dénominateur.

A - 4. 2. Indice maximum de chaque coefficient de la matrice

- λ_i : 1 maximum $2N$
- T_i : 1 maximum $N = D$
- S_i : 1 maximum $N + D$
- U_i : 1 maximum $2D$

A - 4. 3. Dimension des sous-matrices de la matrice des coefficients

- Pour les λ : Matrice carrée $N + I$
- Pour les S et T : 1ère section D
- Pour les U : Matrice carrée D

Le premier nombre cité est celui des colonnes. La longueur d'une ligne de la matrice des coefficients et d'une ligne de la matrice second membre est : $N + D + 2$.

A - 4. 4. Place de chaque coefficient dans la zone de classement

Le rangement des coefficients dans la zone de classement se fait pour chaque coefficient, pour un indice donné.

Les formules qui nous permettent de trouver le numéro de la mémoire dans la zone de classement sont fonctions de N , D , i et d'un paramètre α qui prend des valeurs entières consécutives.

Dans cette section, nous allons donner les formules relatives à chaque coefficient, et les limites de variation de α . Nous ne donnerons pas d'organigramme, car celui effectivement réalisé sur l'IBM 650 est compliqué du fait de l'arrivée de certains paramètres sur des cartes par groupe de 7.

A - 4. 5. Classement des λ_i

Il faut tout d'abord remarquer que tous les i sont pairs et que tous les λ de même indice se trouvent sur des parallèles à la diagonale secondaire de la matrice.

D'autre part, la sous-matrice a l'allure suivante :

	1	2	3	4	5	6	7
1	λ_0	0	$-\lambda_2$	0	λ_4	0	$-\lambda_6$
2	0	λ_2	0	$-\lambda_4$	0	λ_6	0
3	λ_2	0	$-\lambda_4$	0	λ_6	0	$-\lambda_8$
4	0	λ_4	0	$-\lambda_6$	0	λ_8	0
5	λ_4	0	$-\lambda_6$	0	λ_8	0	$-\lambda_{10}$
6	0	λ_6	0	$-\lambda_8$	0	λ_{10}	0
7	λ_6	0	λ_8	0	$-\lambda_{10}$	0	λ_{12}

D'où on peut facilement déduire :

$i \leq N$. La première valeur de λ_i apparaît dans la $(i + 1)$ ème colonne à la première ligne. On trouve $(i + 1)$ fois.

$i \geq N$. La première valeur de λ_i apparaît dans la $(N + 1)$ ème colonne à la $(i - N + 1)$ ème ligne. On trouve λ_i $(2N - i + 1)$ fois.

En effet, si la diagonale était complète, c'est-à-dire partait de la première ligne pour arriver à la première colonne, on le trouverait $(i + 1)$ fois :

- à droite de la $M + 1$ colonne, on tronque $(i + 1) - (N + 1)$

- en dessous de la $M + 1$ ligne, on tronque $(i + 1) - (N + 1)$ valeurs :

D'où le nombre total de λ_i :

$$(i + 1) - 2 [(i + 1) - (N + 1)] = 2N - i + 1$$

La formule permettant le calcul des numéros des mémoires dans

lesquels seront classées les λ_i est établie :

1°) Pour $i \leq N$ en partant du numéro de la mémoire de la $(i + 1)$ ème colonne de la première ligne (Mémoire n = $N000I + 1$).

Comme à i fixe les λ sont sur une parallèle à la diagonale secondaire, il faudra rajouter $(N + D + I)$ à $N000I + 1$ et ceci i fois.

D'où la formule $N000I + 1 + \alpha (N + D + I)$

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

2°) Pour $i > N$ en partant du numéro de la mémoire de la $(N + 1)$ ème colonne et de la $(i - N + 1)$ ème ligne [Mémoire numéro $N000I + 1 + (i - N)(N + D + I)$] et il faut rajouter au numéro de cette mémoire $(N + D + I)$, $2N - i$ fois.

La formule reste la même avec $i - N \leq \alpha \leq N$

Pour les autres coefficients, les formules seront trouvées à l'aide de constatations analogues.

A - 4. 6. Formule de classement des différents coefficients

$$\lambda_i : N000I + 1 + \alpha (N + D + I)$$

$$i \leq N \quad 0 \leq \alpha \leq 1$$

$$i > N \quad i - N \leq \alpha \leq N$$

T1 1ère section $N000I + N + 1 + \alpha (N + D + I)$

S1 { si $i - 1 \leq N : i - 1$
si $i - 1 \geq N : N$

T1 2ème section $N000I + (N + D + I) + N (N + D + 2)$

S1 + 1 + $(N + D + I)$

$$i \leq N + 1 \quad 0 \leq \alpha \leq \begin{cases} \text{si } i \leq D : i - 1 \\ \text{si } i \geq D : D - 1 \end{cases}$$

$$i > N + 1, i - N - 1 \leq \alpha \leq D - 1$$

$$U1 \quad N000I + (N + D + I) + N (N + D + 2) + N + 1 + \alpha (N + D + I)$$

$$i \leq D + 1 \quad 0 \leq \alpha \leq i - 2$$

$$i \geq D + 1 \quad i - 1 - J \leq \alpha \leq D - 1$$

A - 4. 7. Signe des coefficients de la matrice

On remarque que les signes dans une même colonne sont alternés pour des coefficients du même nom, et que, d'autre part, dans une même colonne, deux coefficients de même nom ne se suivent jamais.

On a donc le signe moins pour

$$\lambda_i \text{ tel que } \begin{cases} i - \alpha = 4n + 2 \\ i - \alpha = 4n + 3 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{T1 1ère section tel que } & i - \alpha = 4n + 5 \\ & i - \alpha = 4n + 4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Si 1ère section tel que } & i - \alpha = 4n + 1 \\ & i - \alpha = 4n + 4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{T1 2ème section tel que } & i - \alpha = 4n + 3 \\ & i - \alpha = 4n + 4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Si 2ème section tel que } & i - \alpha = 4n + 3 \\ & i - \alpha = 4n + 2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U1 \text{ tel que } & i - \alpha = 4n + 4 \\ & i - \alpha = 4n + 5 \end{aligned}$$

Avec $n = 0, 1, 2, \dots$ on s'arrête à l'entier immédiatement supérieur à $\frac{i - \alpha - A}{3}$. A est tel que :

$$4n + A = i - \alpha$$

Démontrons la formule par les T de la première section pour les autres paramètres. La démonstration est exactement du même type.

$N + I$	T_1	S_2	$-T_3$	$-S_4$	T_5
	$-S_2$	T_3	S_4	$-T_5$	$-S_6$
	T_3	S_4	$-T_5$	$-S_6$	T_7
	$-S_4$	T_5	S_6	$-T_7$	$-S_8$

Dans chaque colonne, on a des termes d'indice $i + \alpha$ ($\alpha = 0, 2, 4, \dots$)

Donc le nombre de colonne pour arriver à T_1 est $N + I + i - \alpha$.

Les numéros des colonnes négatives sont :

$$+ N + I + 4n + 3$$

$$+ N + I + 4n + 4$$

Pour que T soit < 0 , il faut que :

$$N + I + i - \alpha = N + I + 4n + 3$$

$$\text{ou } N + I + i - \alpha = N + I + 4n + 4$$

d'où :

$$i - \alpha = 4n + 3$$

$$i - \alpha = 4n + 4$$

CHAPITRE B

CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT POUR
DIFFERENTES VALEURS DE LA PULSATION

Programme C A L F T

Le but de cette séquence est exposé au chapitre III.

B - 1. MEMOIRES

MAN : Mémoire bascule (valeur 0 et 1) ; utile en cas de pas automatique, elle est égale à 0 pour la première valeur de la pulsation puis prend la valeur 1.

DEGD : Contient le degré du dénominateur.

DEGP : Contient le degré du pôle zéro.

ENTR : Si le contenu de cette mémoire est :

- = 0 - pas automatique
- = 1 - Les pulsations ou les fréquences sont lues sur cartes. Les résultats sont sortis seulement si le module de la fonction de transfert est compris entre 34 et -40 db.
- ≠ 0 ≠ 1 - Les pulsations ou les fréquences sont lues sur cartes. Les résultats sont sortis pour toutes les valeurs de la pulsation ou de la fréquence.

OM : Contient la valeur de la pulsation pour laquelle le calcul se fait.

LECPA : Si le contenu de cette mémoire est :

- ≠ 0 : il y a lecture de cartes en pulsations.
- = 0 : il y a lecture de cartes en fréquence.

CTGE : Mémoire dans laquelle est effectué le comptage du nombre de ω pour lequel le calcul est fait (ne sert pas lorsque le pas est automatique).

FIN : Mémoire qui contient le nombre de valeur de la pulsation pour lequel le calcul doit être fait (ne sert pas lorsque le pas est automatique).

OMFIN : Mémoire qui contient la valeur finale de la pulsation (ne sert qu'en pas automatique).

CTD : Mémoire de comptage.

CTR : Mémoire dans laquelle est effectué le comptage sur le nombre de cartes en pulsation ou en fréquence lues (ne sert pas lorsque le pas est automatique).

DEN 1
DEN 2
DEN 3 : Mémoires de travail.

TESTP : $y_0 \text{ OOX}_{1-2} \text{ OOOO}$ Mémoire de contrôle de la perforation.

- y = 0 : Seule la fonction de transfert corrigée ou non suivant le cas est sortie.
- y = 1 : Il y a perforation de la fonction de transfert corrigée, de la fonction de transfert non corrigée, du réseau correcteur.

x_1 et x_2 : ces deux chiffres peuvent prendre les valeurs 8

ou 9 :

8 - il n'y a pas perforation

9 - il y a perforation

 x_1 commande la perforation des modules et des arguments. x_2 commande la perforation des parties réelles et imaginaires.

Si (TESTP) est positif : il n'y a pas de réseau correcteur.

Si (TESTP) est négatif : il y a un réseau correcteur.

TRK : contient le nombre 34.

KARAN : contient le nombre - 40.

AKGPF
MKGPF
OMPF : Ces mémoires servant en cas de pas automatique ; elles permettent à la machine de se souvenir des dernières valeurs de l'argument, du module et de la pulsation qu'elle a perforés.

TESTI : contient 00 0088 0000 ; cette mémoire permet de court-circuiter les séquences de perforation.

TEST : Mémoire qui contiendra, suivant les résultats obtenus :

- soit (TESTI) : il n'y a pas perforation
- soit (TESTP) : il y a perforation.

B - 2. ORGANIGRAMME GENERAL

Avant de se pencher sur le détail de certaines séquences de ce programme, nous allons étudier la logique générale du problème traité.

B - 2. 1. De DEBUT au test ENTR = 0

Il y a tout d'abord lecture des données : degré du numérateur ou du dénominateur, degré du pôle, mot test de la perforation (dans la mémoire TESTP) etc... (voir le § B - 2. 10).

Ensuite, la machine lit les valeurs des coefficients du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert sous réseau correcteur.

B - 2. 2. Du test ENTR = 0 à ZB

ENTR = 0 : le pas est automatique. La sortie se fait directement sur ZB.

ENTR ≠ 0 : le pas n'est pas automatique ; il y a lecture de la première carte en pulsation ou en fréquence.

Les sous-programmes de calcul de module ou d'argument se font à partir de la valeur de la pulsation. Si l'on entre des cartes en fréquence (LECPA) est nul ; les fréquences sont alors converties en pulsations.

B - 2. 3. De ZB au test TESTP < 0

Les parties réelle et imaginaire, le module et l'argument de la fonction de transfert non corrigée sont calculés. A la sortie de cette séquence :

(AKG) : Valeur de l'argument en radians.

(MKG) : Valeur du carré du module (valeur décimale).

(MP1) : Valeur du module en décibels.

(MPD1) : Valeur du module (valeur décimale).

(AP1) : Valeur de l'argument en radians.

Les mémoires AKG et MP1 serviront éventuellement lors de la perforation.

Les mémoires MKG, AP1, MPD1 serviront dans la suite des calculs (Réseau correcteur s'il y a lieu).

B - 2. 4. Du test : TESTP < 0 à ZG

- Si TESTP > 0 : il n'y a pas de réseau correcteur. La valeur

Le dB en décibels conservé dans MPI est envoyé dans MKG en vue de la perforation.

- Si $TESTP < 0$: il y a un réseau correcteur.

Pour la première valeur de la pulsation $LECPQ = 0$, les coefficients du réseau correcteur sont lus et $LECPQ = 1$ afin que, par la suite, cette lecture soit court-circuitée.

La mémoire 1452 a son contenu :

.. = 0 s'il s'agit d'un réseau à avance.

= 1 s'il s'agit d'un réseau à retard.

* 0, * 1 s'il s'agit d'un réseau à avance retard.

D'où les deux tests entre ZEA et ZG qui permettent le calcul du réseau adéquate.

A la sortie de cette séquence en ZG :

(MKG) : S'il n'y a pas de réseau correcteur = module en décibels de la fonction de transfert seule.

S'il y a un réseau correcteur = module en décibels de la fonction de transfert corrigée.

(MKG1) : La même chose que MKG mais en valeur décimale.

(MP2) : Valeur en décibels du module du réseau correcteur, sinon quelconque.

(MPD2) : Valeur en décimale du module du réseau correcteur sinon quelconque.

(AKG) : Valeur en radians de l'argument de la fonction de transfert corrigée ou de la fonction de transfert seule quand il n'y a pas de réseau correcteur.

(AP2) : Valeur en radians de l'argument du réseau correcteur sinon quelconque.

(MKG) et (MP2) seront perforés.

(MPD2) : servira dans la suite des calculs.

(AKG) et (AP2) : -seront par la suite convertis en degrés en vue de la perforation.

-serviront dans la suite des calculs.

B - 2. 5. De ZG à ZK

Nous allons envisager ce qui se passe lorsque le pas n'est pas automatique (le cas du pas automatique sera envisagé au §).

Dans ce cas :

- (MAN) peut être = ou ≠ 0

- (ENTR) peut être = 1, ≠ 1 et ≠ 0.

Test MAN = 0

Pour la première valeur de la pulsation (MAN) = 0, les mémoires AKGPF et MKGPF sont chargées mais ceci n'a aucune importance car elles ne servent que lorsque le pas est automatique.

Test ENTR = 0

1°) Si oui : pas automatique

2°) Si non : la séquence de pas automatique est court-circuitée et la machine regarde si (ENTR) = 1.

Test ENTR = 1

1°) Si non : deux tests permettent de vérifier que le module de la fonction de transfert est compris entre + 34 et - 40 db.

B - 2. 10. 1. De ZK5 à Z01

a) de ZK5 à ZN : si l'utilisateur le désire (test sur (TEST)), la perforation du module en décibels (contenu dans DENB) et de l'argument en degrés (contenu dans AKG) et de la pulsation correspondante (contenu dans OM) peut avoir lieu.

b) de ZN à Z01 : si l'utilisateur le désire (test sur la rot (TEST)), la perforation de la partie réelle qui est égale à (MKG1) x cos (DEN2) et de la partie imaginaire qui est égale à (MKG1) x sin (DEN2) peut avoir lieu.

B - 2. 10. 2. De Z01 à Z02

La séquence de perforation elle-même (de ZK5 à Z01) peut servir plusieurs fois (fonction de transfert corrigée, non corrigée, réseau correcteur), si l'utilisateur le désire (Colonne 1 de TEST). Dans ce cas, au premier passage dans la séquence ZK5 à Z0, les résultats de la fonction de transfert corrigée ont été perforés. La machine doit repasser encore deux fois sur la séquence de perforation elle-même (fonction de transfert sans correction, réseau correcteur). (CIRCL) contrôle ces différents passages.

Au départ, (CIRCL) = 0. La machine ajoute la valeur 1 et lui soustrait la valeur 1.

Au premier passage (CIRCL) - 1 = 0, il y a initialisation des mémoires utilisées dans la séquence de perforation proprement dite pour la fonction de transfert non corrigée et retour sur ZK5.

Au second passage (CIRCL) - 1 = 1 (CIRCL) - 2 = 0, il y a initialisation des mémoires utilisées dans la séquence de perforation proprement dite pour le réseau correcteur et retour en ZK5.

Au troisième passage (CIRCL) - 1 = 2 (CIRCL) - 2 = 1, sortie de la séquence en Z0.

B - 2. 11. Pas automatique

Cette manière d'utiliser le programme est destinée à construire des courbes avec grande précision (telle que la variation du module n'excède pas 1 db et la variation d'argument 5° : ces valeurs ont été utilisées car à l'échelle généralement utilisée, 1 db et 5° représentent un demi centimètre). Il y a limitation des modules entre 34 et 40 db. Il a été d'autre part supposé que les fonctions de transfert sont généralement décroissantes (degré du dénominateur supérieur à celui du numérateur).

Les séquences à analyser sont :

1°) celles comprises entre ZG et ZK.

2°) celles de ZP à ZB.

Nous allons supposer tout d'abord que le module de la fonction de transfert pour la première pulsation est inférieur à 34 db. Pour la première valeur de la pulsation (MAN) = 0, le module de G et son argument (MKG) et (AKG) sont respectivement stockés dans les mémoires MKGPF et AKGPF en vue des tests qui porteront sur l'accroissement du module et de l'argument de la pulsation.

(ENTR) = 0, (AKGPF) - (AKG) = 0, (MKGPF) - (MKG) = 0, la machine parvient donc à l'instruction ZI.

Le module de la fonction de transfert qui vient d'être déterminée est compris entre + 34 et - 40 db et doit être perforé :

(MKG) est donc stocké dans MKGPF

(AKG) est donc stocké dans AKGPF

des angles en degrés).

Puis la valeur ZERO est envoyée dans CIRCL (voir § B - 2. 10. sur la perforation), (AKGPF) dans DEN2, 1 dans le mot, 1 dans la zone de mémoires à perforer, (MKG) dans DEN2 et (OM) dans le mot 3 de la zone à perforer.

B - 2. 8. De ZK5 à Z0

Séquence de perforation (voir § B - 2. 10).

B - 2. 9. Après Z0

Le test ENTR = 0 permet de différencier le pas automatique du pas non automatique.

Si le pas n'est pas automatique :

Le test FIN - CTGE = 0 permet de savoir si le calcul de la fonction de transfert a été effectué pour toutes les pulsations données.

I - Si le calcul a été fait pour toutes les valeurs : Arrêt machine.

II - Si le calcul n'a pas été fait pour toutes les valeurs : (CTGE) qui compte le nombre de valeurs de la pulsation est augmenté de 1.

Deux cas peuvent se présenter :

I - S'il n'y a pas de cartes à relire, la valeur suivante de ω doit être prise ; le bouclage se fait en-dessous de la séquence de lecture.

II - S'il y a une carte à relire : (CTR) est augmenté de 1, (CTR est la mémoire de comptage des cartes lues) en vue du test sur le Mot 1 de la carte à lire.

B - 2. 10. Séquence de perforation (de ZK5 à Z0)

Cette séquence se divise en deux parties :

I - de ZK5 à Z0 (séquence de perforation proprement dite).

II - de Z01 à Z0 (gestion de la séquence de perforation).

Si le module est supérieur à 34, la perforation des résultats ne doit pas avoir lieu donc (TESTI) est envoyé dans la mémoire TEST sur le contenu de laquelle portent les tests de perforation.

Si le module est inférieur à 34 db et inférieur à - 40 db il y a évidemment "arrêt machine".

Si le module est inférieur à 34 db et supérieur à - 40 db (MKG) → MKGPF et (OM) → OMPF. Ceci sert en cas de pas automatique et la sortie se fait sur ZL.

Les tests sur le module de la fonction de transfert se fait tout d'abord sur 34 db puis sur - 40 db car les valeurs de la pulsation sont données par valeurs croissantes, donc en général à module décroissant.

2°) Si oui : les résultats doivent être perforés pour toutes les valeurs données de la pulsation ; la séquence précédemment expliquée est court-circuitée et la machine passe directement en ZL.

B - 2. 6. Instructions qui suivent ZL

(AKG) est envoyé dans AKGPF. Cette mémoire qui contient la valeur de l'argument de la fonction de transfert non corrigée en radians servira lors des calculs des parties réelles et imaginaires de la fonction de transfert corrigée. (AKG) sera, en vue de la perforation, converti en degrés (voir séquence suivante, § B - 4).

La perforation doit avoir lieu, donc (TESTP) est envoyé dans TEST.

B - 2. 7. De ZK à ZK5

Tout d'abord les valeurs en radians des angles contenus dans AKG, AP1, AP2 sont convertis en degrés (voir § B - 4 sur la conversion

(OM) est donc stocké dans OMPF

Après la séquence de perforation, la machine parvient à l'instruction ZP.

La valeur de la pulsation étant différente de la valeur finale donnée par l'utilisateur ($\text{O'FIN} - (\text{MK}) \neq 0$, le module de G est inférieur à 34 db ($\text{TRK} - (\text{MK}) > 0$, la valeur de la fonction de transfert ayant été perforée, il y a entrée sur la séquence de détermination de la pulsation (ω)).

La machine boucle alors sur Z0. Le programme se déroule sensiblement de la même façon que précédemment mais (MAN) = 1.

B - 2. 11. 1. Séquence de ZP à ZK

Deux cas sont à envisager suivant que l'on doit perforer ou non les valeurs de la fonction de transfert.

Pour déclencher la perforation, il faut que l'accroissement du module de G $\Delta |G|$ soit inférieur à 1 db et la variation de son argument $\Delta \angle G$ soit inférieur à 5°.

$$\Delta |G| = (\text{MKGPF}) - (\text{MKG})$$

$$\Delta \angle G = (\text{AKGPF}) - (\text{AKG})$$

Si $\Delta |G|$ ou $\Delta \angle G$ sont trop grands, il n'y a pas de perforation

(TESTI) → TEST

Si $\Delta |G|$ et $\Delta \angle G$ sont suffisamment petits, la machine arrive en ZP et vérifie que le module est compris entre + 34 et - 40 db. (Nous noterons que si le module devient inférieur à - 40 db, il y a arrêt machine ; s'il est supérieur à 34 db, il n'y a pas de perforation). Si c'est le cas, le module et l'argument sont stockés en MKGPF et AKGPF en vue du calcul $\Delta |G|$ et $\Delta \angle G$ pour la pas suivant. Puis la machine arrive en ZP.

B - 2. 11. 2. Séquence de ZP à ZB

Si la valeur de la pulsation est arrivée à la valeur finale fixée par l'utilisateur, il y a arrêt machine.

Nous verrons par la suite l'utilité du test ($\text{TRK} - (\text{MK}) < 0$

S'il y a eu perforation, la machine détermine une nouvelle valeur de la pulsation ; sinon, elle prend la demi-valeur de la pulsation prise et de celle qui a été perforée.

Supposons que le module de la fonction de transfert pour la première valeur de la pulsation prise soit supérieur à 34 db, le test ($\text{TRK} - (\text{MK}) < 0$ de la séquence ZG à ZK empêche la perforation et le même test dans la séquence ZP à ZB, en envoyant 0 dans MAN ramène le programme à sa phase de départ.

Ceci peut aussi se produire dans le cas d'une boucle (figure 1). La machine déterminera les branches des courbes ac et bd.

B - 2. 12. Conversion des angles en degrés

Nous allons simplement noter le contenu des mémoires à la fin de cette séquence.

(AP1) = Argument de la fonction de transfert non corrigée en degrés.

(APR1) = Argument de la fonction de transfert non corrigée en radians.

(AP2) = Argument du réseau correcteur en degrés.

(APR2) = Argument du réseau correcteur en radians.

(AKG) = Argument de la fonction de transfert corrigée en degrés. Dans

le cas où il n'y a pas de réseau correcteur,

$$(\text{AP2}) = (\text{APR2}) = 0$$

B - 3. RESEAU CORRECTEUR : SEQUENCE DE ZE1 A ZG

Les réseaux correcteurs sont de la forme :

$$\text{Réseau à avance : } \frac{1 + T_1 s}{1 + \frac{T_1 s}{A}} \quad \text{Réseau à retard : } \frac{1 + \frac{T_2 s}{B}}{1 + T_2 s}$$

$$\text{Réseau à avance-retard : } \frac{1 + \frac{T_1 s}{A}}{1 + \frac{T_1 s}{A}} \quad \frac{1 + \frac{T_2 s}{B}}{1 + T_2 s}$$

T_1 est dans la mémoire T_1 , T_2 dans la mémoire T_2 .

Nous remarquerons que les réseaux correcteurs sont différenciés par le mot 2 de la carte qui en donne les coefficients (mémoire 1452).

Mot 1 = 0 Mot 2 = 0 = Réseau à avance
 Mot 2 = 1 = Réseau à retard
 Mot 2 = 2 = Réseau à avance retard.

Nous avons vu que le test qui commande cette lecture (LECPQ) = 0 nous permet de lire qu'une seule fois lors du premier tour.

Si 1452 = 0 : calcul du réseau à avance.

Le module en valeur décimale du réseau est calculé puis multiplié par MKG1 qui contient la valeur décimale de la fonction de transfert non corrigée puis converti en décibels. A la sortie, le module de la fonction de transfert corrigée par le réseau à avance se trouve alors dans :

MKG1 quand il est exprimé en valeur décimale
 MKG quand il est exprimé en décibels.

L'argument du réseau correcteur (sans tester le signe de la partie réelle et de la partie imaginaire, cet argument étant toujours compris entre $\frac{\pi}{2}$ - $\frac{\pi}{2}$) est calculé et additionné à celui de la fonction de transfert non corrigée.

A la sortie, l'argument de la fonction de transfert corrigée par un réseau à avance se trouve en radians dans AKG.

- Si (1452) = 1 : calcul du réseau à retard. Calcul identique

à celui qui précède.

- Si (1452) = 2 : calcul du réseau à avance retard de la façon suivante.

a) le réseau à avance est tout d'abord calculé ; A la sortie :

(MKG1) : Module de la fonction de transfert corrigée par le réseau à avance en valeur décimale.
 (MKG) : Module de la fonction de transfert corrigée par le réseau à avance en décibels.
 (AKG) : Argument de la fonction de transfert corrigée par le réseau à avance en radians.

b) La machine entre ensuite dans le sous programme du calcul du réseau à retard, c'est-à-dire que MKG1 est multiplié par le module en valeur décimale du réseau à retard. Donc dans MKG1 se trouve le module de la fonction de transfert corrigée par le réseau à avance retard en valeur décimale puis MKG1 est converti en décibels. A (AKG) est ajouté l'argument en radians du réseau à retard. (AKG) contient donc exprimé en radians l'argument de la fonction de transfert corrigée par un réseau à avance retard.

En résumé, à la sortie en ZG :

(AP2) : Argument en radians du réseau correcteur.
 (AP1) : Argument en radians de la fonction de transfert non corrigée.
 (MP1) : Module en décibels de la fonction de transfert non corrigée.
 (MP2) : Module en décibels de la fonction de transfert du réseau correcteur.

(MPD2) : Module en valeur décimale du réseau correcteur.
 (AKG) : Argument en radians de la fonction de transfert corrigée.
 (MKG) : Module en décibels de la fonction de transfert corrigée.
 (MKG1) : Module en valeur décimale de la fonction de transfert corrigée.

B - 4. ARGUMENT DE G

B - 4. 1. Mémoires

(CFNR) : partie réelle du numérateur.
 (CFNI) : partie imaginaire du numérateur.
 (CFDR) : partie réelle du dénominateur.
 (CFDI) : partie imaginaire du dénominateur.

(DEN3) : parties imaginaires.
 (DEN2) : parties réelles.
 (DEN1) : angles en radians en différentes phases du calcul.

B - 4. 2. Méthode générale

Tout d'abord l'argument du numérateur est calculé et envoyé dans AKG. Puis a lieu le calcul de l'argument du dénominateur. L'argument total est égal à l'argument du numérateur moins l'argument du dénominateur.

Si il y a un pôle nul, il faut ajouter à cette valeur $-\frac{\pi}{p}$, p étant la puissance du pôle. Si il n'y a pas de pôle nul, p = 0.

B - 4. 3. Détermination de l'argument

Cette détermination se fait par un sous programme. L'angle est déterminé grâce à sa tangente : $\frac{\text{partie réelle}}{\text{partie imaginaire}}$.

Si la partie réelle est nulle, la division ne peut pas s'effectuer. L'angle sera alors $+\frac{\pi}{2}$ si la partie réelle est positive et $-\frac{\pi}{2}$ si la partie réelle est négative.

Si la partie réelle est différente de zéro, la division peut s'effectuer. La détermination de l'arc tangente est faite par un sous-programme de la bibliothèque ; la valeur de l'angle à la sortie est comprise entre $+\frac{\pi}{2}$ et $-\frac{\pi}{2}$.

Nous allons adopter pour les angles la convention de signe suivante :

premier et deuxième quadrants : positif (de 0 à $+\pi$)
 troisième et quatrième quadrants : négatif (de 0 à $-\pi$).

La position de l'angle dans le quadrant se fera grâce au signe de la partie réelle et de la partie imaginaire.

Si la partie réelle est positive, l'angle qui est donné à la sortie du sous-programme Arc tg, soit θ est valable tel quel, sans modification.

Si la partie réelle est négative, deux cas peuvent se présenter :

a) partie imaginaire positive :
 Dans ce cas, l'angle trouvé à la sortie du sous programme est négatif, la valeur réelle de l'angle est $+\pi + \theta$.

b) partie imaginaire négative :
 Dans ce cas, l'angle trouvé à la sortie du sous programme est positif. La valeur réelle de l'angle est $-\pi + \theta$.

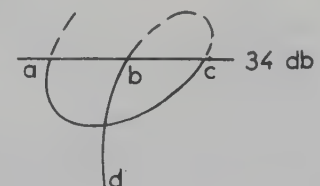
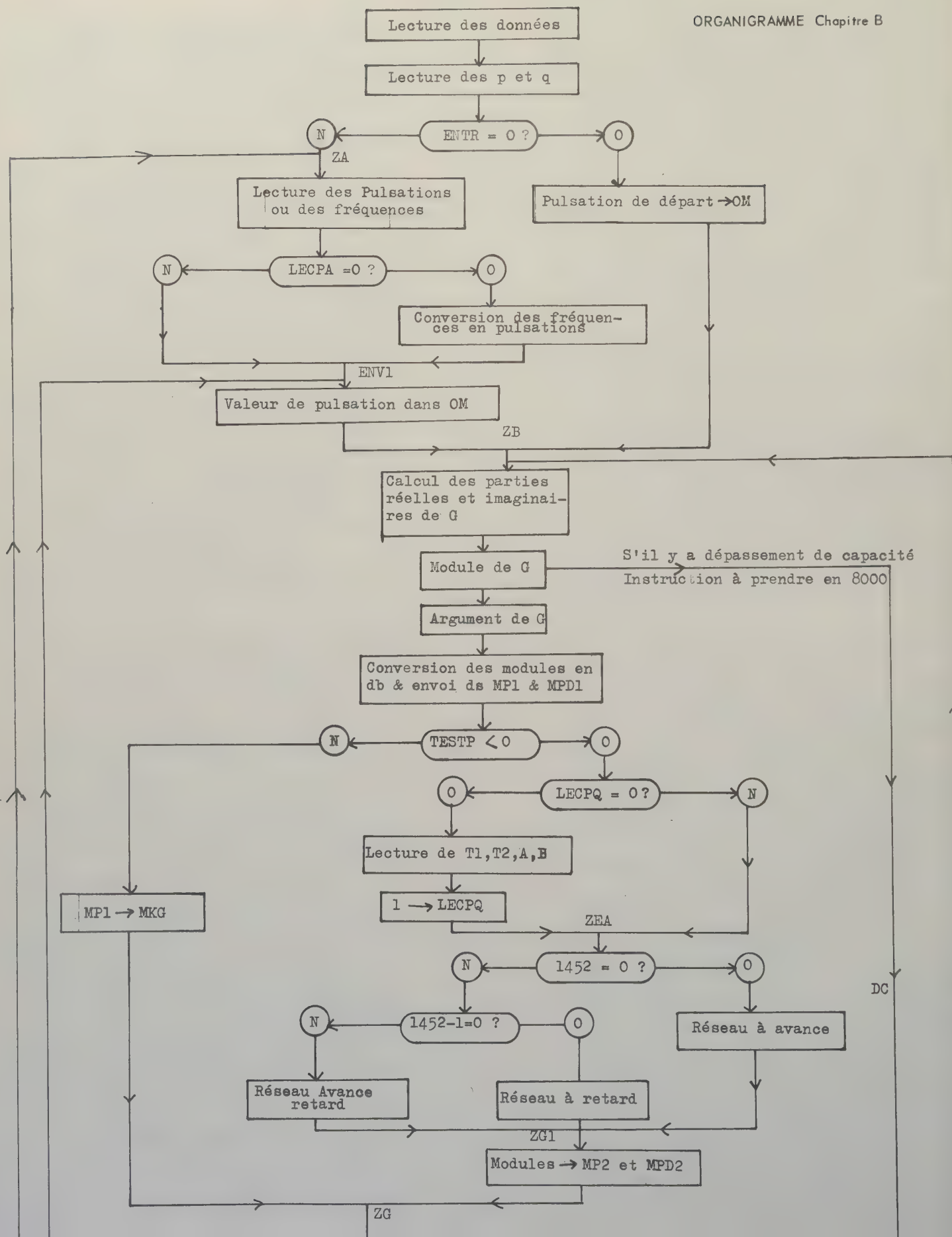
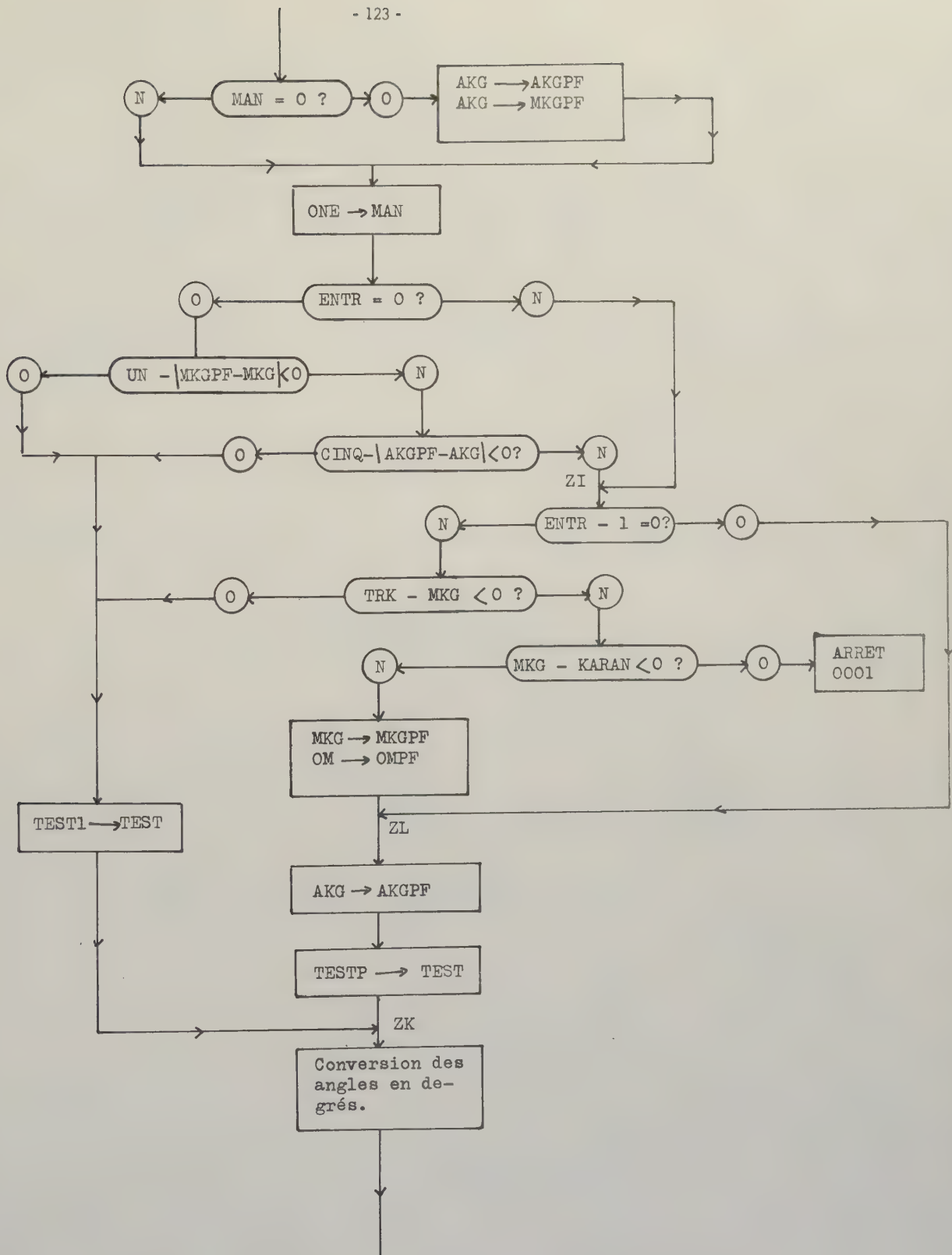
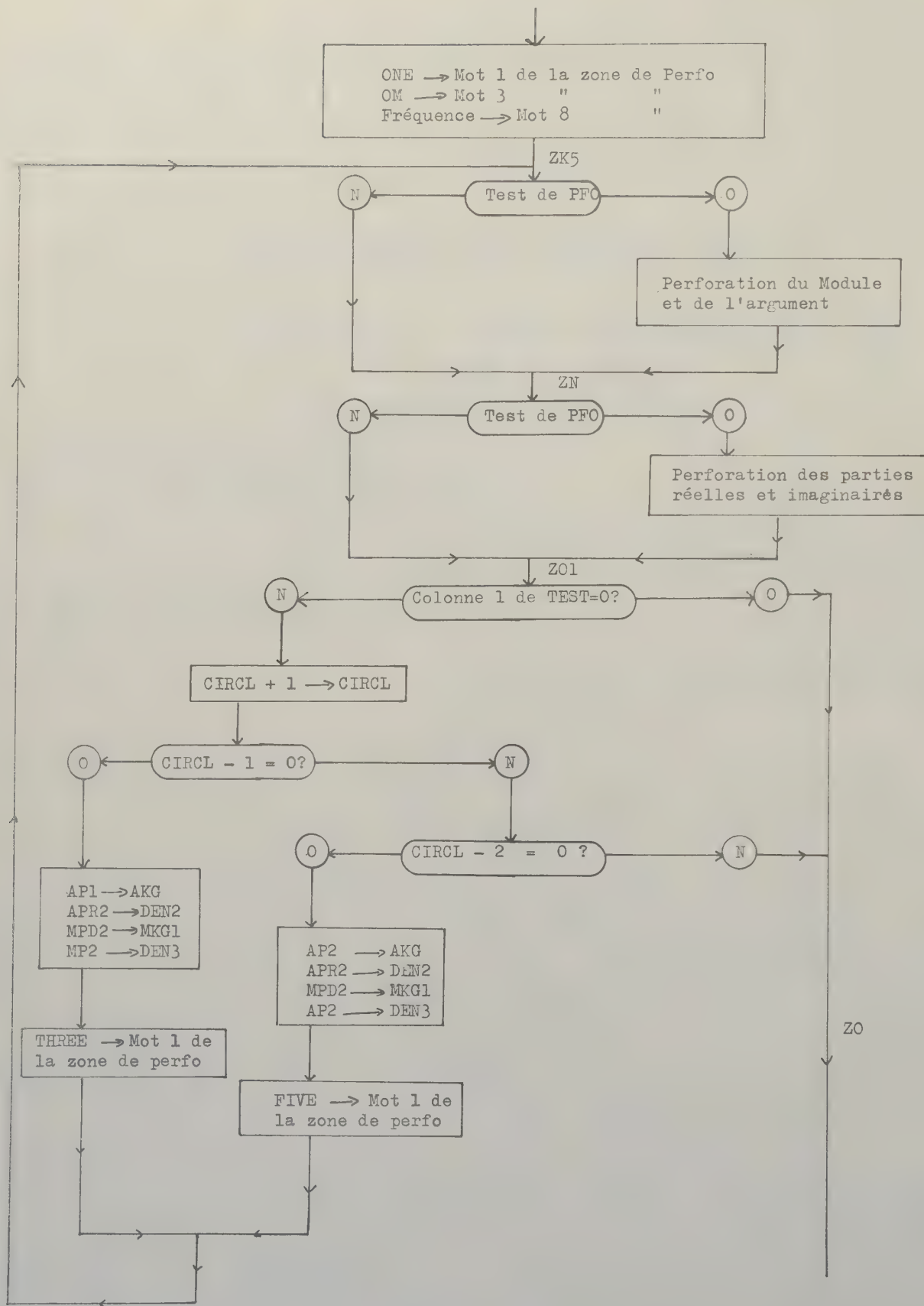
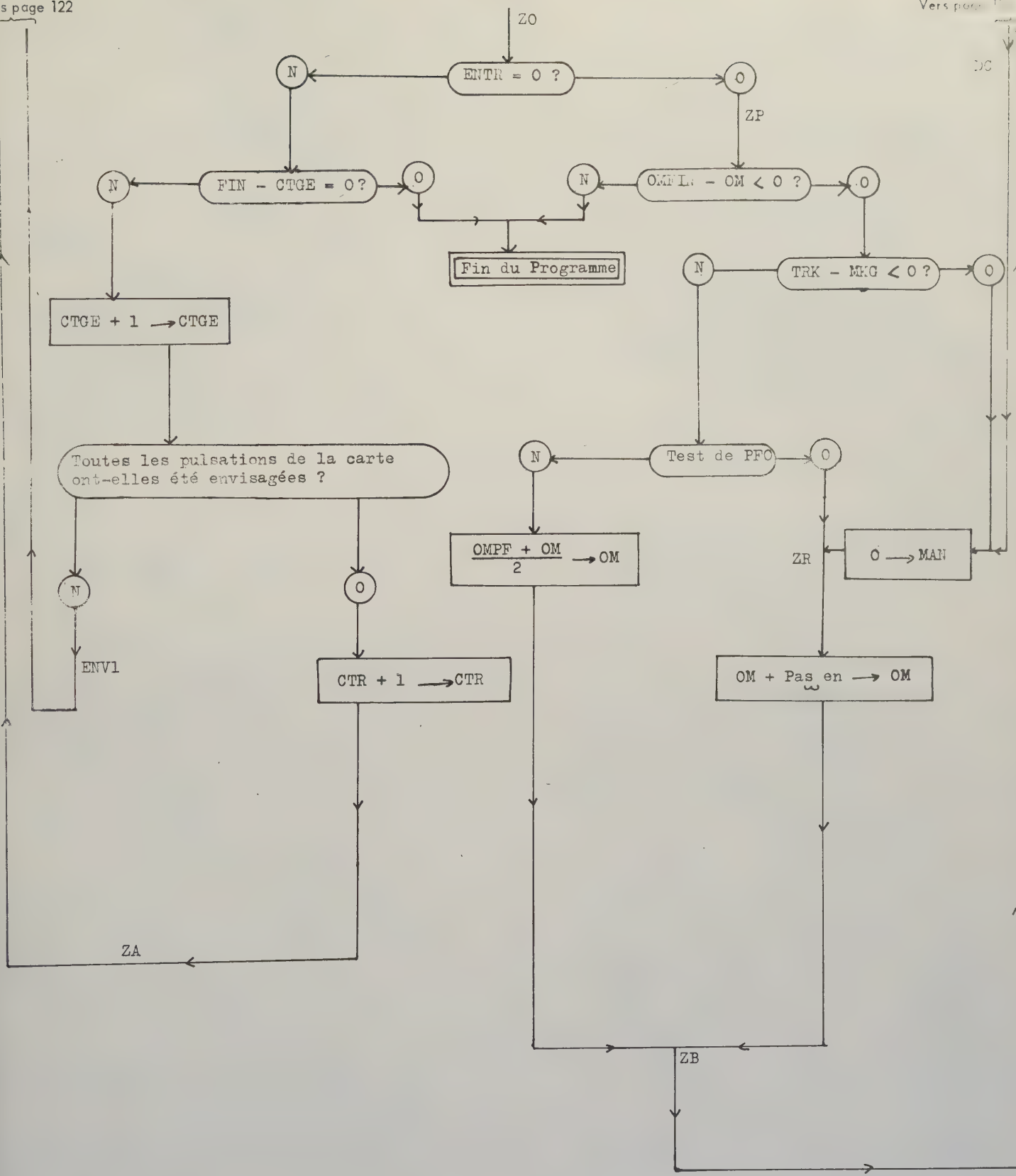


Figure B.1.









CHAPITRE C

DETERMINATION DU GAIN APPLICABLE K_1

C - 1. MEMOIRES UTILISEES

OM	: Valeur de la pulsation.
OMRES	: Pulsation de résonnance de la fonction de transfert non corrigée en boucle ouverte.
AKG	: Argument de la fonction de transfert pour une pulsation donnée.
AMOD	: Argument du contour à M db pour un module donné.
A_1	: Argument du contour à M db correspondant à la tangente verticale (voir définition au § V - 2. 1.).
EPSAK	: Erreur tolérée sur la détermination des arguments.
GAIN	: Mémoire contenant le gain statique.
OMN	: Mémoires de travail des dichotomies.
OMPM	
AKGM	
AKGP	
MMOD	: Module de la courbe à M db.
MKG	: Module de G.

C - 2. LOCALISATION

C - 2. 1. But et plan de la séquence

Nous avons vu (§ V - 2. 1.) que nous voulons la valeur de la pulsation du point de la courbe $G G_c$ qui a la valeur A_1 pour abscisse (point H de la figure V - 5). Cette recherche se fera en deux étapes :

1°) Un dégrossissage par balayage,

2°) Une dichotomie.

C - 2. 2. Dégrossissage par balayage (boucle se ferme sur l'instruction AI).

La valeur de la pulsation ω est fixée, au départ, égale à dix fois la pulsation de résonnance en boucle ouverte de la fonction de transfert non corrigée G , et cette valeur de ω diminue avec un pas de 0,1 jusqu'à ce que $\omega = (OMRES)$.

Pour chaque valeur de la pulsation, l'abscisse de la courbe $G G_c$ et $\{A_1\}$ sont comparées.

Si $(AKG) < \{A_1\}$: le cas de figure se présente (OM) est classé dans OMN.

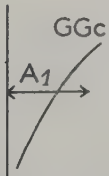


Figure C.1.

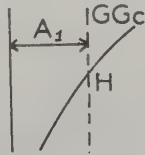


Figure C.2.

Si $(AKG) > \{A_1\}$: plusieurs cas peuvent se présenter (figure C - 2).

1°) Si (AKG) précédemment était inférieur à $\{A_1\}$, c'est-à-dire si $(OMN) \neq 0$, le point H est encadré.

La pulsation en H va être précisée par dichotomie (départ sur l'instruction AB).

2°) Si (AKG) précédemment n'était pas inférieur à $\{A_1\}$, c'est-à-dire si $(OMN) = 0$, un des cas de figures suivant peut se présenter (figures C - 3 et C - 4).

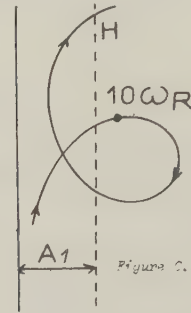


Figure C.3.

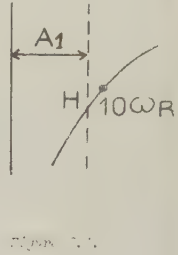


Figure C.4.

Dans la figure C - 3, le point H existe sur la plage de fréquence $10 \omega_R \leq \omega_R$.

Dans la figure C - 4, le point H n'existe pas de toute façon, il faut continuer à faire décroître (OM) .

Si le balayage se poursuit jusqu'à la pulsation de résonnance, sans que le point H ait été encadré, un des deux cas illustrés par les figures C - 5 et C - 6 se présente.

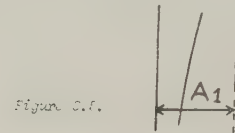


Figure C.5.

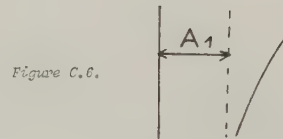


Figure C.6.

La valeur de (OMN) permet de les différencier.

figure C - 5 $(OMN) \neq 0$, d'où Sortie 2.

figure C - 6 $(OMN) = 0$, d'où Sortie 3.

C - 2. 3. Dichotomie (de AB à Sortie 1)

La position du point H est précisée par dichotomie.

- Si $(AKG) < \{A_1\}$, la pulsation est classée dans la mémoire OMN ;

- Si $(AKG) > \{A_1\}$, la pulsation est classée dans la mémoire OMP.

La nouvelle pulsation est $\frac{(OMN) + (OMP)}{2}$.

Lorsque la précision souhaitée est atteinte la courbe $G G_c$ et le contour à M db sont disposés comme l'indique la figure C - 7.

(OM) est classé dans OMN et OMC.

(AKG) est classé dans AKGM et AKGC.

La raison en sera donnée au § C - 3, et on initialise la mémoire GAIN qui contiendra le gain statique.

Nous avons donc à la sortie de la séquence la pulsation en H. Avant de rentrer sur la séquence de remontée, il faut la pulsation en 3 (voir § C - 4).

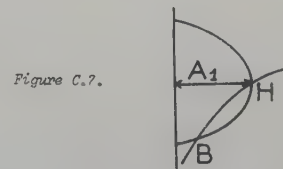
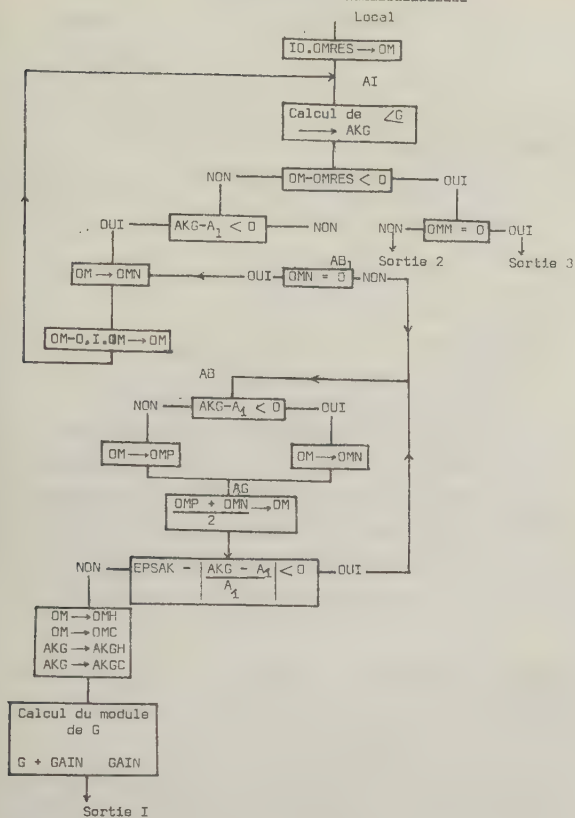


Figure C.7.



C - 3. REMONTEE

C - 3. 1. Mémoires

Chaque fois qu'il y a entrée sur la séquence de remontée, les positions relatives de la courbe G Gc et du contour à M db seront analogues à celles représentées par la figure C - 8.

(voir séquence détermination du second point de contact $\xi'' = 2.2.$ et $V = 2.4.$).

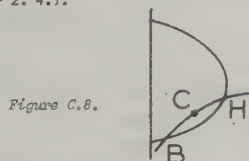


Figure C.8.

La valeur de la pulsation en H est contenue dans OMH.

La valeur de la pulsation en C est contenue dans OMC.

La valeur de la pulsation en B est contenue dans OMB.

La valeur de l'abscisse en H est contenue dans AKGH.

La valeur de l'abscisse en C est contenue dans AKGC.

La valeur de l'abscisse en B est contenue dans AKGB.

C - 3. 2. But de la séquence

Au paragraphe V - 2. 3., nous avons vu que, pour faire tangenter la courbe $G G_c$ et le contour à M_{db} , nous allons faire coïncider le point d et le point c ce qui entraîne une augmentation du gain de $\overline{dc}$.

Le but de cette séquence est donc de déterminer la valeur de $\overline{dc}$.

La valeur de l'argument de c, et par conséquent de d, est facilement calculable (point milieu entre B et H).

Le module de d est calculé directement à partir de la valeur

de l'argument.

Celui de c ne peut-être calculé qu'à partir de la pulsation en ce point. Mais nous n'avons pas de formule qui permette de calculer directement la valeur de la pulsation, lorsque nous connaissons l'argument de la fonction de transfert.

Cette séquence comprend donc deux parties :

1°) la détermination de la pulsation en c,

2°) le calcul de $\overline{dc}$.

La détermination de la pulsation en c se fait de façon classique : on procède par balayage suivi d'une dichotomie.

La valeur de $\overline{dc}$ sera égale à la différence du module de G en c et du module du contour à M db en d .

C - 3. 3. Déroulement de la séquence

Après le calcul de la valeur de l'argument de G G_c en c

$\frac{(AKGH) + (AKGD)}{2}$, une dichotomie de base (OMH) et (OMB) recherche la pulsation en c, en comparant l'argument de G Gc à une pulsation

$$\omega = \frac{(\text{OMP}) + (\text{OMN})}{2}, \text{ soit } (\text{AKG}) \text{ et } (\text{AKGC}).$$

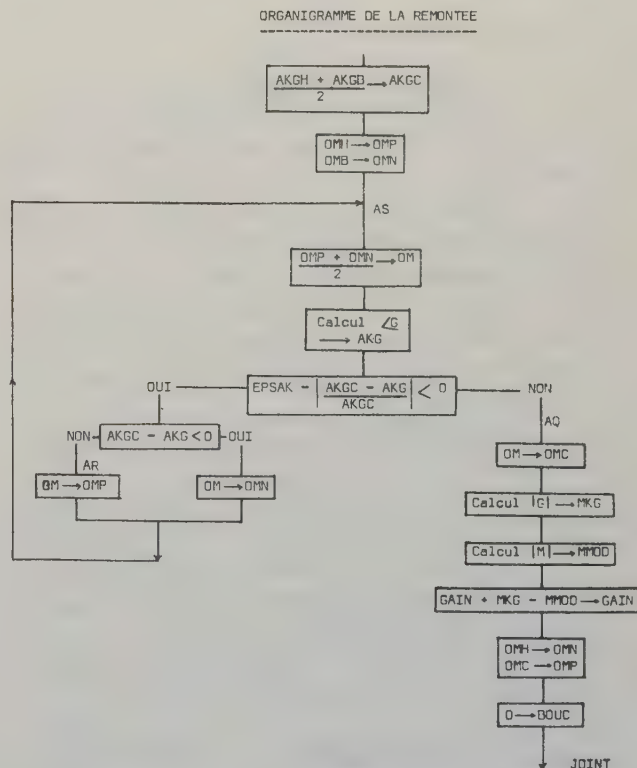
Quand (AKG) est sensiblement égal à $(AKGC)$, $\frac{(OMP) + (OMV)}{2}$ est sensiblement égal à la pulsation en c.

Les modules des points c et d sont alors évalués en vue de la mise à jour de (GAIN).

Nous verrons, dans le paragraphe C - 4 sur la détermination du second point de contact, l'utilité des initialisations suivantes :

$$(\text{OMH}) \longrightarrow \text{OMN}$$
$$(\text{OMC}) \longrightarrow \text{OMP}$$

0 → BOUC



C - 4. DETERMINATION DU SECOND POINT DE CONTACT

Cette séquence sert, mais de façon sensiblement différente dans les deux cas suivants :

a) Pour la détermination du second point de contact, après la localisation.

b) Pour la détermination du second point de contact, après la remontée.

Nous allons tout d'abord faire l'étude dans le cas b.

C - 4. 1. Etude dans le cas b

C - 4. 1. 1. But de la séquence :

Après la séquence de remontée, la disposition du contour à M db et la courbe représentative de la fonction de transfert est l'une de celles indiquées par les figures C - 9 et C - 10.

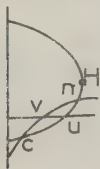


Figure C.9.

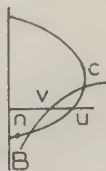


Figure C.10.

Il faut déterminer l'argument et la pulsation de G Gc en ω . Ils seront déterminés par dichotomie, cette dernière aura lieu d'abord entre les points C et H. Si le point n n'est pas entre C et H, elle se fera entre les points B et C.

C - 4. 1. 2. Déroulement de la séquence :

La sous-séquence de dichotomie pour la recherche de n est unique. Son test de sortie porte sur la longueur de segment $\overline{vH} = (AMOD) - (AKG)$.

Lorsque la longueur de ce segment peut être, aux erreurs tolérées près, considérée comme nulle, la dichotomie est déterminée, et la sortie se fait sur l'instruction $A W_1$.

Nous avons vu après la séquence de Remontée l'initialisation de la dichotomie qui oriente la recherche à droite du point C. (Les pulsations H et C ont été placées dans les deux mémoires de travail de celle-ci (OMN et OMP)).

Avant de poursuivre plus avant, nous noterons que la mémoire BOUC n'est qu'un repère :

- Si (BOUC) = 0, la recherche de n s'est faite à droite de c.
- Si (BOUC) = 1, la recherche de n s'est faite à gauche de c.

Après la dichotomie (instruction $A W_1$), un test permet de voir si l'argument du point où la dichotomie a convergé et l'argument du point c sont égaux (à l'erreur tolérée près).

Nous allons envisager le passage de ce test par la machine au cours des diverses phases du programme.

$$\text{Si } EPSAK = \left| \frac{AKGC - AKG}{AKG} \right| < 0 \quad n \text{ est entre C et H.}$$

La mémoire BOUC est égale à zéro.

Le point C devient l'équivalent du point B.

Le point n devient l'équivalent du point H et la sortie se fait sur la séquence de Remontée.

$$\text{Si } EPSAK = \left| \frac{AKGC - AKG}{AKG} \right| > 0$$

La dichotomie a convergé sur le point C.

Le point n, s'il existe, se trouve donc entre C et B. L'initialisation des mémoires de dichotomie se fait en ce sens, et la mémoire BOUC devient égale à 1.

La dichotomie à nouveau converge, et l'on sort de cette séquence en $A W_1$.

$$\text{Si } EPSAK = \left| \frac{AKGC - AKG}{AKG} \right| < 0$$

n est entre C et B.

La mémoire BOUC est égale à 1.

Le point C devient l'équivalent du point H.

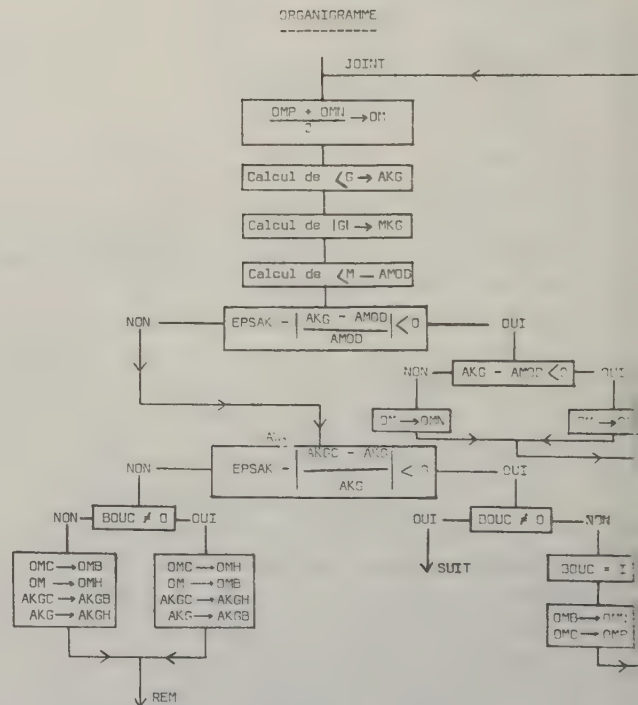
Le point n devient l'équivalent du point B.

$$\text{Si } EPSAK = \left| \frac{AKGC - AKG}{AKG} \right| > 0$$

la dichotomie a convergé sur le point C.

Puisqu'il y a convergence sur C à droite et à gauche, il y a tangence.

La sortie de séquence se fait sur la reste du programme ('UIT).

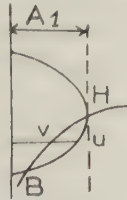


C - 4. 2. Etude dans le cas c

C - 4. 2. 1. Position du problème

Après la séquence de localisation, la disposition relative du contour à M db et de la courbe représentative de la fonction de transfert G Gc est celle qui est indiquée par la figure C - 11.

Figure C.11.



La pulsation et l'argument de G Gc en H sont connus. Il faut déterminer ces paramètres pour le point B. Ce dernier est certainement à gauche de H. Mais il n'est pas possible d'entrer directement sur la séquence que nous venons d'étudier (§ C - 4. 1.) puisque B n'est pas encadré à gauche. Une petite séquence s'intercale donc entre la séquence de localisation et celle de détermination du second point de contact ; c'est "le cadrage du second point de contact après la localisation". Ce cadrage se fera par balayage en ω .

C - 4. 2. 2. Cadrage du second point de contact après la localisation :

Au départ de la séquence, il y a initialisation d'une partie des mémoires de travail de la dichotomie (OMP et AKGP) de la séquence de la détermination du second point de contact, ceci au cas où la première pulsation prise soit inférieure à celle de D. Puis commence le balayage ; la pulsation de départ est celle du point H. Le pas est de 0,1 (OM).

Le point B est dépassé quand $(AKG) - (AMOD)$ devient négatif.

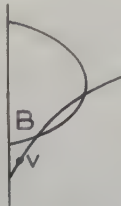
Tant que $(AKG) - (AMOD)$ est positif, les mémoires AKGP et OMP sont chargées afin de cerner le point B plus près.

Quand $(AKG) - (AMOD)$ devient négatif, les mémoires de travail AKGN et OMN de la dichotomie de la séquence de la détermination du second point de contact sont chargées. La mémoire BOUC prend la valeur 1 pour signaler que le point dont la pulsation est recherchée est à gauche du point connu, et la séquence s'enchaîne sur la "Détermination du second point de contact". (Instruction JOINT)

REMARQUE :

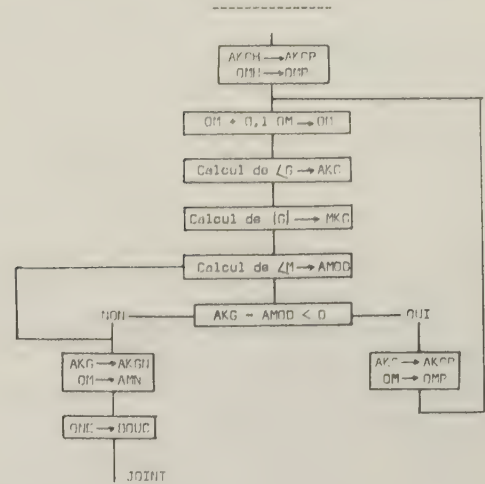
Nous constatons que le test $AKG - AMOD$ est court-circuité par une voie qui part directement du calcul de l'argument de M, ceci dans le cas où l'argument de M n'existe pas ; le point B est alors certainement dépassé (voir figure C - 12).

Figure C.12.



ORGANIGRAMME DU CADRAGE DU SECOND POINT DE CONTACT

APRES LA LOCALISATION



REMARQUE :

Nous avons dans tous les balayages pris un pas de 0,1 ω . En effet, la recherche de la tangente se fait dans le plan de Bode (Module en db, argument en degré), et la variation de ω sur la courbe G Gc est sensiblement logarithmique. Il faut, en cours de balayage prendre une longueur de courbe G Gc sensiblement égale pour chaque pas, ce qui n'aurait pu être réalisé avec un pas constant.

CHAPITRE D

RESEAU CORRECTEUR A AVANCE DE PHASE

Nous n'allons détailler que deux séquences : celle de la détermination du a suivant et celle de la détermination du τ suivant.

D - 1. MEMOIRES

KD	: contient le gain désiré.
GAIN	: contient le gain en cours de calcul.
EPSI	: contient l'erreur maximale tolérée.
NET	: est tantôt égal à zéro, tantôt à un. Nous en verrons l'utilité lors de la détermination de a .
MEMP ₁	: mémoire de travail de la dichotomie pour la détermination de a .
A	: contient a .
AMAX	: contient la valeur maximale tolérée pour a .
APR	: contient la valeur de a qui a été utilisée lors de l'itération précédente.
KAX PTX KAX ₁ PTX ₁ KCENT PTC	: mémoires dont nous verrons l'utilité lors de la détermination de τ .
CTAU	: mémoire prenant successivement les valeurs 0, 1, 2, 3. Elle assure la gestion de la séquence de la détermination de τ .
TAU	: contient la valeur de τ en cours de calcul.

D - 2. DETERMINATION DU A SUIVANT

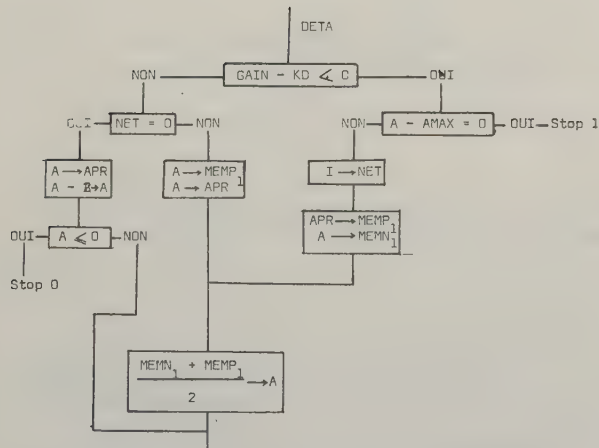
La recherche de la bonne valeur de a se fait de deux façons :

- 1°) Tant que le gain est supérieur au gain désiré, le mémoire NET est égale à zéro. La détermination se fait alors par balayage. Les valeurs successives sont décroissantes, et le pas est de 2.
- 2°) Quand on atteint une valeur de a telle que le gain correspondant soit inférieur à K_d , la bonne valeur de a est encadrée ; elle est précisée par dichotomie.

REMARQUE :

Deux arrêts prédéterminés sont prévus :

- 1°) Le premier a lieu lorsque a est maximum et que le gain est inférieur au gain désiré.
- 2°) Le second a lieu lorsque le gain reste supérieur au gain désiré, pour les valeurs très faibles de a .



Vers le début du programme initialisation de TAU et recherche du gain maximum pour cette valeur de a .

D - 3. DETERMINATION DU τ SUIVANT

Nous avons vu que cette détermination se fait de telle façon que les valeurs successives de τ convergent vers l'abscisse du maximum de la courbe $K(\tau)$.

Les différents points utilisés dans cette recherche du maximum de cette courbe sont classés dans les mémoires suivantes :

- point milieu : le gain sera dans KCENT et la valeur de τ dans PTC.
- point à droite et point à gauche : la valeur du gain sera soit dans KAX₁, soit dans KAX. La valeur de τ sera soit dans PTX₁, soit dans PTX.

Au premier passage sur la séquence (CTAU) = 0, la mémoire GAIN contient la valeur du gain pour $\tau = \sqrt{a}/\omega_R$. Ces valeurs sont alors placées dans les mémoires KAX₁ et PTX₁. Les mémoires KAX et PTX sont nulles (coordonnées de $K(\tau)$ à l'origine. Avant de repartir sur l'instruction BEGAN avec (TAU) = $\sqrt{a}/2\omega_R$, les contenus de KAX₁ et PTX₁ sont échangés respectivement avec ceux de KAX et PTX.

Au deuxième passage sur la séquence (CTAU) = 1, les coordonnées du point correspondant à $\sqrt{a}/2\omega_R$ sont classées dans les mémoires KCENT et PTC.

Lorsque arrive l'instruction ZF :

$$(PTX) = 0 \quad (KAX) = 0$$

$$(PTX_1) = \sqrt{a}/\omega_R \quad (KAX_1) = \text{gain correspondant}$$

Les trois points de base pour la recherche du gain maximum seront classés. Le gain correspondant à l'abscisse $3\sqrt{a}/4\omega_R$ va être déterminé [cette valeur de τ a été choisie de préférence à $\sqrt{a}/4\omega_R$ car il est plus probable que le maximum soit entre $\sqrt{a}/2\omega_R$ et $\sqrt{a}/\omega_R$].

Lors des passages suivants (CTAU) = 2.

Supposons que la machine vienne de chercher le gain du point P_X équidistant du point central P_M et du point à droite P_D :

PTX et KAX contiennent alors les coordonnées de P_D

PTX₁ et KAX₁ contiennent les coordonnées de P_D

(TAU) est la valeur de τ pour P_X .

Deux cas peuvent se produire suivant la réponse au test :

GAIN - KCENT :

GAIN - KCENT < 0 : le gain de P_X est inférieur au gain de P_M .

P_X devient alors point à droite c'est-à-dire que (TAU) est envoyé dans PTX et le gain correspondant (contenu dans GAIN) dans KAX. La machine arrive alors au test EPSI - $\left| \frac{PTX - PTX_1}{PTX} \right| < 0$

GAIN - KCENT > 0 : le gain de P_X est supérieur au gain de P_M .

P_X devient point central.

P_M devient point à gauche (ie. envoyé dans PTX₁ et KAX₁). P_D est conservé.

La machine arrive alors sur le test EPSI - $\left| \frac{PTX - PTX_1}{PTX} \right| < 0$

Si EPSI - $\left| \frac{PTX - PTX_1}{PTX} \right| < 0$, le maximum n'est pas atteint.

La machine doit alors chercher le point équidistant du point milieu et du point à gauche.

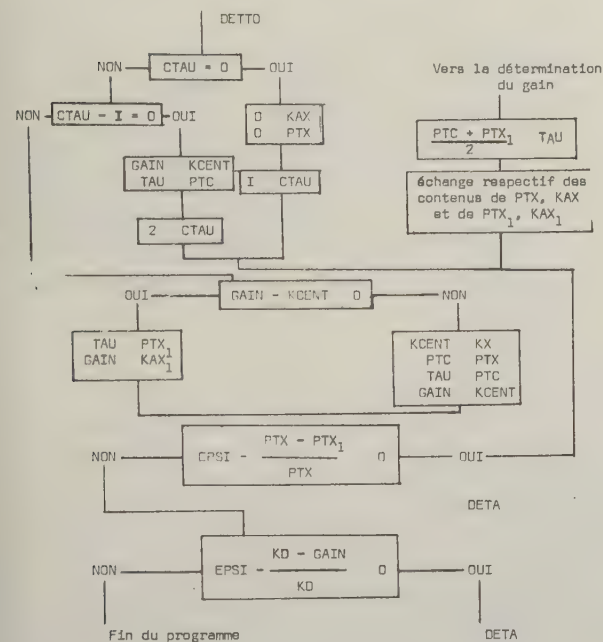
(PTX) et (KAX) sont échangés avec (PTX₁) et (KAX₁). En 2^e F, PTX et KAX contiennent les coordonnées de P_D , PTX₁ et KAX₁ contiennent les coordonnées de P_D .

Si $EPSE = \left| \frac{PTX - PTX_1}{PTX} \right| > 0$, le point à droite et le point à gauche sont, aux erreurs tolérées près, confondus. Le maximum de la courbe $K(\tau)$ est donc atteint.

La machine regarde alors si le gain est, à l'erreur tolérée près, égal au gain désiré.

Si oui, le programme est terminé.

Si non, il faut prendre une nouvelle valeur de a .



CHAPITRE E RESEAU A RETARD

E - 1. MEMOIRES UTILISEES

- TAUR : contient la valeur de τ .
- TAUP : mémoire de travail de la dichotomie en τ .
- TAUN : contient la valeur maximale tolérée pour τ .
- TAUNX : contient la valeur maximale tolérée pour τ .
- B : contient la valeur de b .
- BPOS : mémoire de la dichotomie en b .
- BNEG : mémoire contenant le dernier b du balayage.
- GAIN : contient la valeur du gain du système asservi.
- CINRA : contient la valeur maximale tolérée pour le déphasage à la résonance du réseau correcteur. Cet angle est en radians, en principe : $\pi \times 5^\circ$.
- DEFAS : contient à la sortie d'une séquence de tangence l'argument du réseau correcteur à la pulsation de résonnance.
- EPSE : contient l'erreur tolérée pour le gain.

E - 2. SEQUENCE DE DETERMINATION DE b (de BCROI à BEGIN)

E - 2. 1. But de la séquence

b doit tout d'abord croître avec un pas de 2 puis, si une valeur de b où l'on peut avoir τ tel que $k = kd$ est dépassée, une des valeurs de b possible est cernée par dichotomie.

E - 2. 2. Déroulement de la séquence

Au départ, et tant que la valeur de b doit croître, (retour sur la séquence avec l'instruction BCROI), b est placé dans BNEG ; puis, après le test 1, comme (CHANG) = 0, (D) prend la valeur $b + 2$.

Quand b doit décroître, le retour sur la séquence se fait par l'instruction BDECR. b est alors placé dans (BPOS) et (CHANG) devient égal à 1. La branche du programme où (D) = $\frac{kd}{k} + 2n$ est court-circuitée et l'on a une dichotomie avec les mémoires de travail (BPOS) et (BNEG).

Le test 11 met en évidence le cas d'impossibilité $kd > kM$. La dichotomie converge alors lorsque (BPOS) et (BNEG) sont, aux erreurs tolérées près, égaux. Un arrêt programmé signale que la correction par retard de phase dans les conditions demandées n'est pas possible.

E - 3. DETERMINATION DU GAIN POUR LA VALEUR MAXIMALE DE (de BEGIN à TOMIN)

La valeur, fixée par l'utilisateur, du τ maximum est placée dans la mémoire TAUR et la machine essaie de localiser le point de tangence entre la courbe CG_c et le contour à Mdb.

Si ce n'est pas possible, il y a retour sur la séquence de détermination de b par l'instruction BDECR.

Si c'est possible, ce point est précisé (séquence de tangence), le test 2 compare la valeur de l'argument du réseau correcteur à 5° . Si cet argument est supérieur à 5° , il y a retour sur la séquence de détermination de b par l'instruction BDECR. Si cet argument est inférieur à 5° , le gain désiré est comparé au gain de la fonction de transfert corrigée (test 3). Le résultat de cette comparaison est conservé dans la mémoire YES.

- (YES) = 0 Le gain est supérieur à Kd
- (YES) = 1 Le gain est inférieur à Kd .

A la sortie de cette séquence, pour $\tau = \tau_{max}$:
- il y a possibilité de tangence entre le contour à Mdb et CG_c .
- le déphasage à la résonance du réseau correcteur est inférieur à 5° .

Différents cas peuvent se présenter suivant les positions respectives de τ_m , τ_M et celle du gain désiré par rapport aux gains en τ_m et τ_M . (voir chapitre VII)

Nous allons voir au paragraphe suivant de quelle façon ces différents cas s'orientent dans les tests.

E - 4. DETERMINATION DU GAIN POUR LA VALEUR MINIMALE DE (de TOMIN à DICO)

Pour lire ce paragraphe, il faut suivre l'organigramme pas à pas.

E - 4. 1. Cas D 11 a

Deux possibilités, suivant que la machine peut ou non détecter le point de tangence.

- Test 4 : OUI
- Test 5 : NON
- Test 4 : NON

Test 6 : OUI
Sortie en BDECR

E - 4. 2. Cas D 11 b

Test 4 : OUI

Test 5 : NON

Test 7 : NON

Test 7 : OUI
Sortie en BDECR

Diminution de τ avec un pas de 0,1 τ .
- Si le gain devient inférieur à

Kd, on retombe sur le cas D 11 a.
- Si le gain reste supérieur à Kd,
on trouvera forcément une valeur de τ où le déphasage deviendra inférieur à 5° puisque (test 2) le déphasage pour $\tau_{\max}$ est < 5°, donc sortie en BDECR.

E - 4. 3. Cas D 11 c

Test 4 : OUI
Test 5 : NON
Test 7 : NON
Diminution de τ avec un pas de 0,1
Test 7 : OUI
Sortie en BDECR
 τ . Le gain restera certainement supérieur à Kd, mais pour la même raison que dans le cas D 11 b, le déphasage deviendra obligatoirement inférieur à 5° d'où sortie en BDECR.

E - 4. 4. Cas D 12

Deux possibilités suivant la réponse au test 4.

Test 4 : OUI
Test 5 : NON
Test 4 : NON
Test 6 : NON
Test 14 : OUI
Sortie en DICO.

E - 4. 5. Cas D 13 a et D 13 b

Test 4 : OUI
Test 5 : NON
Test 4 : NON
Test 6 : NON
Test 14 : NON
Sortie en BCROI

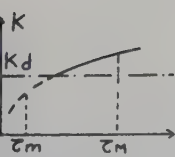
E - 4. 6. Cas D 14

Test 4 : OUI
Test 5 : NON
Test 7 : OUI car $\tau_m < \tau_M$ et le déphasage pour M est obligatoirement inférieur à 5°.

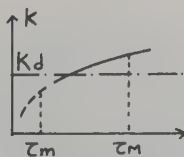
E - 4. 7. Cas D 15

Test 4 : OUI
Test 5 : OUI
Test 6 : OUI
Sortie en BDECR

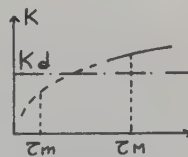
Seul le cas D 12 sort de cette séquence (instruction DICO) mais la valeur de τ où commence le déphasage inférieur à 5° est inconnue, c'est-à-dire que l'un des cas de figures ci-dessous peuvent se présenter suivant que le déphasage inférieur à 5° commence en dessous ou en dessus du gain Kd.



Cas D.12.a
Figure E.1.



Cas D.12.b
Figure E.2.



Cas D.12.c
Figure E.3.

Les portions de figures en trait plein représentent la liaison des points où le déphasage est inférieur à 5°.

E - 5. DICHOTOMIE EN (de DICO à la fin)

Quel que soit le cas au premier passage sur cette séquence, la branche OUI du Test 8 est obligatoirement empruntée : la mémoire TAUP reçoit en initialisation la valeur de $\tau_{\max}$.

La nouvelle valeur de τ sera : $\frac{(TAUP) + (TA/R)}{2}$

et la recherche du gain s'effectue. Si, lors de la séquence de localisation, il est démontré qu'un point de tangence ne peut pas être trouvé, c'est que le gain est trop petit d'où rupture de séquence et retour à la branche OUI du Test 8.

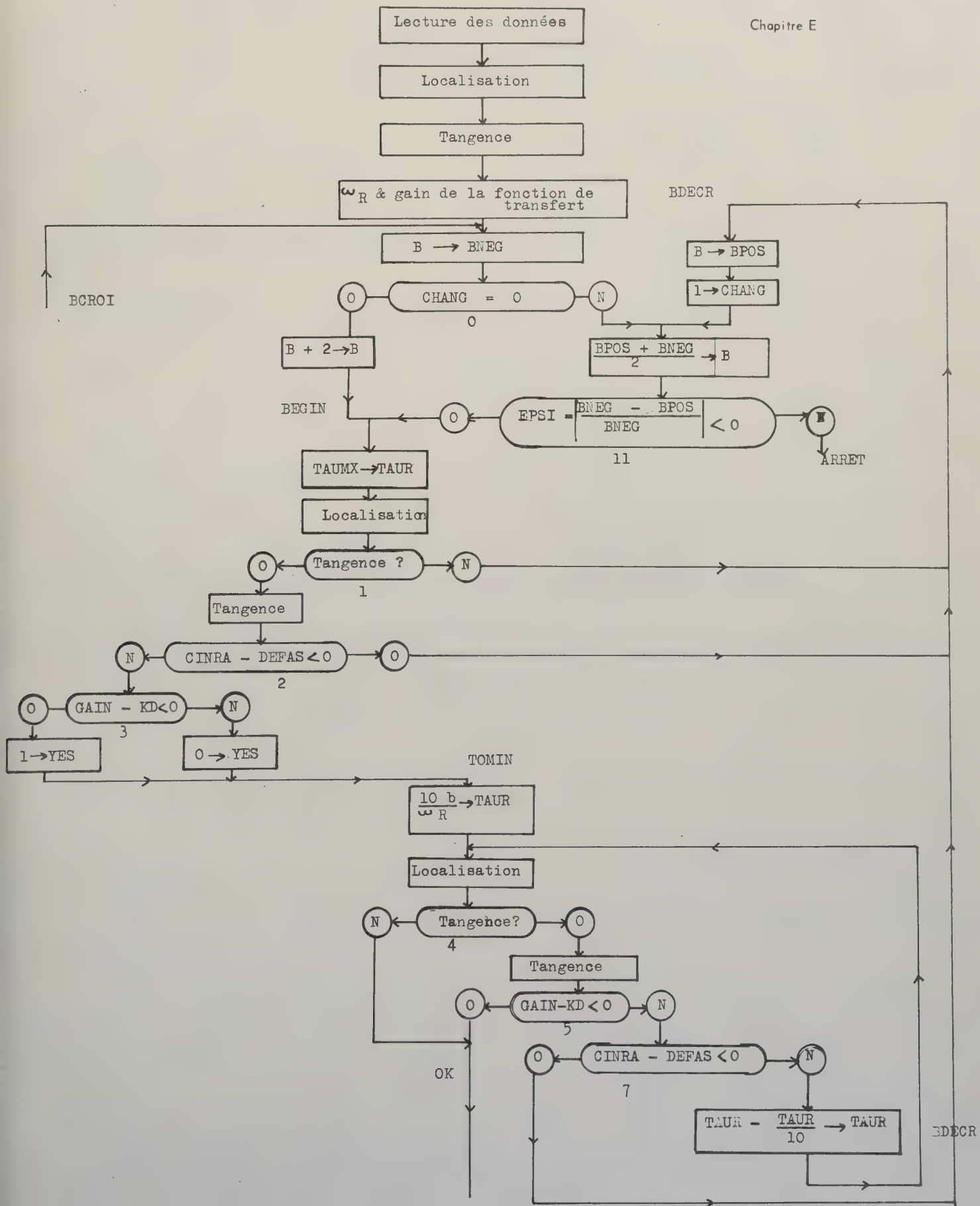
S'il y a possibilité de tangence, ce point est déterminé et le gain obtenu est comparé au gain désiré. Si l'erreur est trop grande, y a bouclage sur le début de la dichotomie. Si l'erreur est inférieure à l'erreur tolérée, il y a sortie sur le test 13 ; ce test permet dans le cas D 12 a de prendre le point où le déphasage du réseau correcteur est inférieur à 5°.

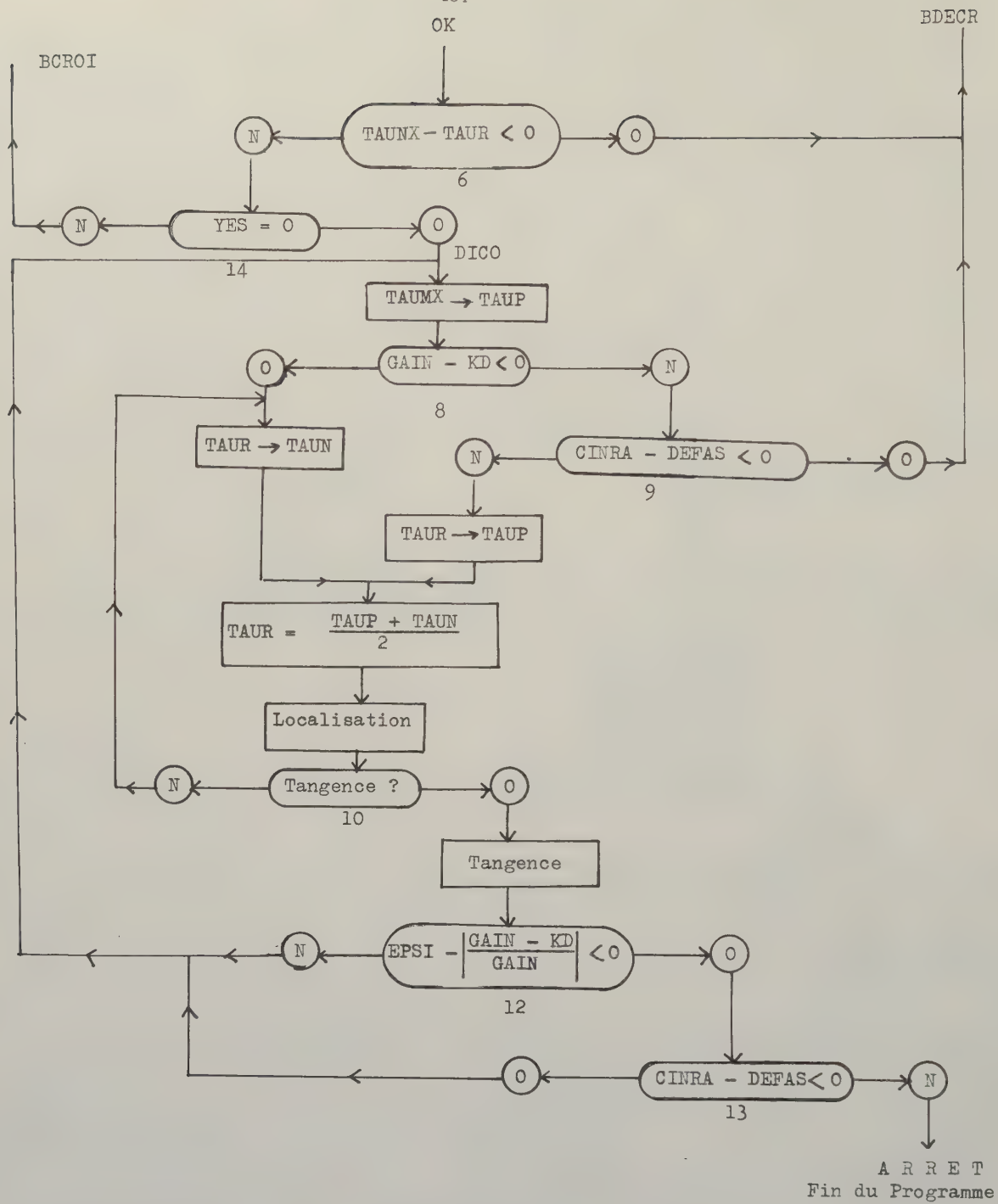
REMARQUE :

Le Test 9 met en évidence le cas D 12 c auquel cas il y a sortie de séquence afin de prendre une valeur de b plus petite.

ORGANIGRAMME DE LA DETERMINATION D'UN RESEAU A RETARD

Chapitre E





CHAPITRE F

MODE D'EMPLOI DU TABLEAU M₁

De tableau représente en fonction de la pulsation les parties réelles et imaginaires de la transformée de Fourier de :

- a) une impulsion I de hauteur et de durée unité.
- b) une période de sinuséide de hauteur et de durée unité.

Pour obtenir à la pulsation Ω la partie réelle R_I et la partie imaginaire I_I et par conséquent le module et l'argument d'une impulsion J d'équation :

$$A \left[\frac{t}{T} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T}) + k \sin \frac{2\pi t}{UT} \right]$$

Nous opérerons de la façon suivante.

Appelons

R_I I_I : les parties réelles et imaginaires de I du tableau

R_S I_S : les parties réelles et imaginaires de la période de sinus du tableau.

Nous prendrons ces valeurs à la pulsation ΩT .

D'où les formules de passages déduites des propriétés affines

des transformées de Fourier :

$$R_I = A \left[I_{R1} + R_S \right]$$

$$I_I = A \left[I_{I1} + I_S \right]$$

ω	Impulsion I : T=1 ; H=1		Sinus : UT=1 ; k=1	
	REEL	IMAGINAIRE	REEL	IMAGINAIRE
17	0,010351834	— 0,000749422	— 0,032109797	— 0,024208882
18	0,005759000	0,005747208	— 0,007501340	— 0,016584302
19	— 0,000878770	0,005720576	— 0,000220735	0,002928905
20	— 0,004114820	0,001314160	— 0,010315971	0,015910848
21	— 0,002586540	— 0,002905104	— 0,024219544	0,013092353
22	0,001104648	— 0,003705466	— 0,028268874	— 0,000125111
23	0,003406176	— 0,001342360	— 0,019674462	— 0,010861543
24	0,002764646	0,007529943	— 0,006743419	— 0,010605196
25	0,0003308128	0,002498170	— 0,000094402	— 0,001420256
30	0,001511243	0,000159930	— 0,006175318	— 0,007214213
35	0,000520302	— 0,000757460	— 0,010089441	— 0,002269339
40	— 0,000359235	— 0,000420725	— 0,006711653	0,003000080
45	— 0,000332539	0,000189997	— 0,001502119	0,002692685
50	0,0000780115	0,000289301	— 0,000089463	— 0,000670000

CHAPITRE G

DETERMINATION DU MODULE DE LA FONCTION DE TRANSFERT

Afin de déterminer le module minimum qui permet de déterminer la pulsation au-delà de laquelle la précision sur la détermination de la fonction de transfert n'est plus suffisante, nous avons besoin de connaître une évaluation du module de celle-ci (M_F).

1°) Méthode graphique : on peut prolonger la classique approximation asymptotique dans le plan d B, log ω .

2°) Méthode numérique simple : la courbe des modules est décroissante dans le plan d B = log ω . On peut supposer que l'on peut la prolonger par un segment de droite d'équation.

$$20 \log M_F = -n' \log \omega + \log k'$$

n' étant positif
k' étant une constante

$$M = \frac{(k')^{1/20}}{(\omega)^{n'/20}}$$

en posant $k = (k')^{1/20}$ et $n = n'/20$

$$M = \frac{k}{\omega^n}$$

3°) On peut utiliser aussi une méthode quelconque d'extrapolation numérique dans le plan : Module - Pulsation.

ω	Impulsion I : T=1 ; H=1		Sinus : UT=1 ; k=1	
	REEL	IMAGINAIRE	REEL	IMAGINAIRE
1	0,38254576	0,24275889	0,075064571	— 0,13740477
2	0,18454733	0,392875133	0,25079791	— 0,16103549
3	— 0,05171829	0,40051297	0,41024085	— 0,029092165
4	— 0,23443057	0,27907987	0,44254046	0,20253199
5	— 0,30146367	0,093663392	0,31086848	0,41614350
6	— 0,25843735	— 0,074410240	0,071945825	0,50471804
7	— 0,14153572	— 0,16656073	— 0,16239711	0,43353799
8	— 0,018264963	— 0,16919086	— 0,29351239	0,25350406
9	0,061048260	— 0,11026344	— 0,28919864	0,062363149
10	0,080079127	— 0,036265892	— 0,19092736	— 0,056478780
11	0,054997031	0,014777278	— 0,076732779	— 0,077073130
12	0,016936564	0,029270331	— 0,009386526	— 0,032255416
13	— 0,008500757	0,017041283	— 0,004489823	0,020382606
14	— 0,019325073	— 0,001841823	— 0,034653624	0,039765567
15	— 0,003239191	— 0,011841992	— 0,055596543	0,022023739
16	0,007327373	— 0,009396329	— 0,056808828	— 0,008354594

$\frac{P_M}{H} \backslash T$	1.9	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7
1.3									
1.4									0.610
1.5								0.610	0.610
1.6					0.610	0.610	0.610	0.610	0.610
1.7				0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610
1.8			0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610
1.9		0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610
2.0	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.613
2.1	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.620
2.2	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.626
2.3	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.619	0.632
2.4	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.626	0.637
2.5	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.610	0.614	0.633	0.644

Tableau : U₄

U OPTIMUM

$$\Omega = 4$$

$\frac{P_M}{H} \backslash T$	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9	3
1.3											0.610
1.4									0.618	0.614	0.610
1.5								0.619	0.618	0.612	0.610
1.6				0.610	0.610	0.618	0.620	0.617	0.611	0.610	0.610
1.7			0.610	0.610	0.613	0.620	0.620	0.617	0.610	0.610	0.610
1.8		0.610	0.610	0.610	0.616	0.621	0.621	0.617	0.610	0.610	0.610
1.9	0.610	0.610	0.610	0.610	0.619	0.623	0.621	0.616	0.610	0.610	0.610
2.0	0.610	0.610	0.610	0.612	0.622	0.624	0.622	0.616	0.610	0.610	0.610
2.1	0.610	0.610	0.610	0.616	0.624	0.625	0.622	0.616	0.610	0.610	0.610
2.2	0.610	0.610	0.610	0.620	0.626	0.626	0.623	0.616	0.610	0.610	0.610
2.3	0.610	0.610	0.610	0.624	0.628	0.628	0.623	0.615	0.610	0.610	0.610
2.4	0.610	0.610	0.616	0.627	0.630	0.629	0.623	0.615	0.610	0.610	0.610
2.5	0.610	0.610	0.620	0.630	0.632	0.629	0.624	0.615	0.610	0.610	0.610
2.6	0.610	0.610	0.625	0.632	0.634	0.630	0.624	0.615	0.610	0.610	0.610
2.7	0.610	0.612	0.629	0.635	0.635	0.631	0.624	0.615	0.610	0.610	0.610
2.8	0.610	0.619	0.633	0.637	0.637	0.632	0.624	0.614	0.610	0.610	0.610
2.9	0.610	0.624	0.636	0.640	0.638	0.633	0.625	0.614	0.610	0.610	0.610

Tableau : U₅

U OPTIMUM

$$\Omega = 5$$

$\frac{P_M}{H} \backslash T$	2.8	2.9	3.0	3.1	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6
1.3		0.610	0.610	0.617	0.620	0.619	0.616	0.610	0.610
1.4	0.610	0.610	0.615	0.620	0.621	0.620	0.616	0.610	0.610
1.5	0.610	0.610	0.618	0.622	0.622	0.620	0.615	0.610	0.610
1.6	0.610	0.615	0.622	0.624	0.623	0.620	0.614	0.610	0.610
1.7	0.610	0.619	0.625	0.626	0.624	0.620	0.614	0.610	0.610
1.8	0.615	0.624	0.627	0.627	0.625	0.620	0.614	0.610	0.610
1.9	0.620	0.627	0.630	0.629	0.626	0.620	0.613	0.610	0.610
2.0	0.625	0.631	0.632	0.630	0.626	0.620	0.613	0.610	0.610
2.1	0.630	0.634	0.634	0.632	0.627	0.621	0.613	0.610	0.610
2.2	0.634	0.636	0.636	0.633	0.628	0.621	0.612	0.610	0.610
2.3	0.638	0.639	0.638	0.634	0.628	0.621	0.612	0.610	0.610
2.4	0.641	0.641	0.639	0.635	0.629	0.621	0.612	0.610	0.610
2.5	0.644	0.644	0.641	0.636	0.629	0.621	0.612	0.610	0.610

Tableau : U₄

U OPTIMUM

$$\Omega = 4$$

$\frac{P_M}{H} \backslash T$	1.7	1.8	1.9	2	2.1	2.2	2.3	2.4
1.6								0.610
1.7							0.616	0.610
1.8					0.617	0.619	0.615	0.610
1.9				0.610	0.618	0.619	0.614	0.610
2.0			0.610	0.612	0.620	0.619	0.613	0.610
2.1		0.610	0.610	0.615	0.621	0.620	0.613	0.610
2.2		0.610	0.610	0.617	0.622	0.620	0.612	0.610
2.3	0.610	0.610	0.610	0.619	0.623	0.620	0.611	0.610
2.4	0.610	0.610	0.610	0.622	0.624	0.620	0.611	0.610
2.5	0.610	0.610	0.613	0.624	0.625	0.620	0.610	0.610
2.6	0.610	0.610	0.617	0.625	0.626	0.620	0.610	0.610
2.7	0.610	0.610	0.620	0.627	0.626	0.620	0.610	0.610
2.8	0.610	0.610	0.623	0.629	0.628	0.620	0.610	0.610
2.9	0.610	0.610	0.626	0.630	0.628	0.620	0.610	0.610
3.0	0.610	0.613	0.629	0.632	0.629	0.620	0.610	0.610

Tableau : U₆

U OPTIMUM

$$\Omega = 6$$

CHAPITRE 1

DETERMINATION DE LA REPONSE FREQUENTIELLE
A PARTIR DE LA REPONSE A UNE IMPULSION

Programme RIDRF

1 - REGLE D'ECHANTILLONNAGE DES COURBES

- le nombre de points relevés doit pour chacun des signaux être inférieur ou égal à 62.
- Il faut choisir un échantillonnage donnant une bonne approximation de la courbe par segments de droite.
- Les valeurs des abscisses et des ordonnées peuvent être faites dans n'importe quelle unité de mesure (par exemple millimètres) ; on se ramène aux unités réelles par coefficients d'échelle.

2 - FRAPPE DES CARTES SUR LA 026a) Cartes relevant des paramètres généraux

- Mot 1 : 00 0000 0000 +
- Mot 2 : Valeur du coefficient d'échelle des abscisses de sortie.
- Mot 3 : Valeur du coefficient d'échelle des ordonnées de sortie.
- Mot 4 : Valeur du coefficient d'échelle des abscisses de l'entrée.
- Mot 5 : Valeur du coefficient d'échelle des ordonnées de l'entrée.
- Mot 6 : Valeur sans correction d'échelle de l'erreur sur les ordonnées de la sortie.
- Mot 7 : Valeur sans correction d'échelle de l'erreur sur les ordonnées de l'entrée.

b) Cartes classant les abscisses de la sortie

- Mot 1 : n° 0000 8888 - , n = numéro d'ordre de la carte $1 \leq n \leq 9$.
- Mots 2 à 8 : Valeurs des abscisses de la sortie sans correction d'échelle classées par valeurs croissantes.
- Mot d'arrêt négatif.

c) Cartes donnant les abscisses de l'entrée

- Mot 1 : n° 0000 8888 - , n = numéro d'ordre de la carte $1 \leq n \leq 9$.
- Mots 2 à 8 : Valeurs des abscisses de l'entrée sans correction d'échelle classées par valeurs croissantes.
- Mot d'arrêt négatif.

d) Cartes donnant les ordonnées de la sortie

- Mot 1 : n° 0000 8888 - , n = numéro de la carte $1 \leq n \leq 9$.
- Mots 2 à 8 : Valeurs des ordonnées de la sortie sans correction d'échelle, classées par valeurs d'abscisse croissante.

e) Cartes donnant les ordonnées de l'entrée

- Mot 1 : n° 0000 8888 - , n = numéro d'ordre de la carte $1 \leq n \leq 9$.
- Mots 2 à 8 : Valeurs des ordonnées de l'entrée sans correction d'échelle, classées par valeurs d'abscisse croissante.

f) Cartes donnant les valeurs de la pulsation

- Mot 1 : n° 0000 8888 + , n = numéro d'ordre de la carte $1 \leq n \leq 9$.
- Mots 2 à 8 : Valeurs de la pulsation.
- Mot d'arrêt négatif.

REMARQUE :

Ces cartes sont les mêmes que celles utilisées pour le programme pour la détermination de la fonction de transfert. Ces pulsations devront avoir au plus 7 chiffres significatifs, le dernier doit être nul.

3 - CARTES DE SORTIE

Le paquet de cartes pris dans le magasin de perforation est passé à la triasse.

- Bac 0 : Cartes donnant le module et l'argument.
- Bac 1 : cartes donnant le spectre de fréquence de l'entrée.
- Bac 2 : cartes donnant les diverses erreurs.
- Bac 3 : cartes donnant les parties réelles et imaginaires.

a) Cartes donnant le module et l'argument

- Mot 1 : valeur de la pulsation.
- Mot 3 : valeur du module en décibels.
- Mot 4 : valeur de l'argument en degrés.
- Mot 5 : valeur de la fréquence.

REMARQUE :

La détermination de l'argument provenant d'un arc tangente $\arctan$, dans certains cas, être à 90° près : la suivre par continuité.

b) Cartes donnant le spectre de fréquence de l'entrée

- Mot 1 : Valeur de la pulsation + 00 0000 0001 +
- Mot 3 : Valeur du module du spectre.
- Mot 8 : Valeur de la fréquence.

c) Cartes donnant les erreurs relatives

- Mot 1 : Valeur de la pulsation + 00 0000 0001 +
- Mot 3 : Valeur de l'erreur relative au module (décibels).
- Mot 4 : Valeur de l'erreur absolue au module (valeur décimale).
- Mot 6 : Valeur de l'erreur absolue de l'argument (en degrés).
- Mot 7 : Valeur de l'erreur absolue au module (valeur en db).

d) Cartes donnant la valeur de la partie réelle et imaginaire

Ces cartes peuvent être directement utilisées pour la détermination de la fonction de transfert $H(f)$ la fonction de transfert de deux polynômes.

- Partie réelle :

- Mot 1 : n° 0000 8888 + , n = numéro d'ordre de la carte.
- Mots 2 à 8 : Valeurs des parties réelles correspondant aux pulsations données.

- Partie imaginaire :

- Mot 1 : n° 0000 8888 + , n = numéro d'ordre de la carte.
- Mots 2 à 8 : valeurs des parties imaginaires correspondant aux pulsations données.

CHAPITRE 2

CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT
POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE LA PULSATION

Programme CALF

FRAPPE DES CARTES SUR LA 026

1° - Cartes Renseignements généraux

1ère carte

Mot 1 : 10 0000 0000- : Mot Test.

Mot 2 : Degré le plus élevé du numérateur ou du dénominateur, abstraction
faite du pôle s^p en virgule fixe, cadrage 6.Mot 3 : Degré p du pôle s^p en virgule flottante.

Mot 4 : Mot test de la perfo

d0 00ab 0000* ou -

Signe + s'il n'y a pas de réseau correcteur ; en ce cas, d est
obligatoirement nul.

Signe - s'il y a un réseau correcteur.

 $d = 0$: on ne perfore que la fonction de transfert corrigée. $d = 1$: on perfore simultanément la fonction de transfert cor-
rigée, la fonction de transfert non corrigée et le ré-
seau correcteur.

a et b peuvent être égaux à 8 ou 9 :

a commande la perforation du module en décibel et de l'argument
en degré.

b commande la perforation de la partie réelle et imaginaire.

La valeur 9 commande la perforation, la valeur 8 la court-circuite.

Mot 5 : 00 0000 0000* pas automatique

00 0001 0000* pas non automatique ; il y a calcul de la fonction
de transfert pour toute valeur de la pulsation ou de la fréquence.
00 0002 0000* pas non automatique, il n'y a calcul de la fonction
de transfert qu'entre + 34 et - 40 db.

Mot 6 : 00 0000 0000* on fera entrer des cartes en fréquence.

00 0001 0000* on fera entrer des cartes en pulsation.

2ème Carte

Mot 1 : 20 0000 0000- Mot test

Mot 2 : Dans le cas du pas automatique : quelconque.

Dans le cas du pas non automatique : nombre de valeurs de la pul-
sation ou de la fréquence pour lesquelles la fonction de tran-
sfert doit être calculée (nombre en virgule fixe ; cadrage 6).

Mot 3 : Pas automatique : la valeur de la pulsation de départ.

Pas non automatique : quelconque.

Mot 4 : Pas automatique : valeur finale de la pulsation.

Pas non automatique : quelconque.

Mot 5 : 00 0000 0000*

2° - Cartes donnant les coefficients du numérateur et du dénominateur

Coefficients du numérateur

Mot 1 : 00 00n0 0000-

 $n = 1, 2, \dots$ (indique le numéro de la carte).Mots 2 à 8 : Coefficients du numérateur rangés par ordre de puissance
croissante de s .

Coefficients du dénominateur

Mot 1 : 00 0n00 0000-

 $n = 1, 2, \dots$ indique le numéro de la carte.Mot 2 à 8 : Coefficients du dénominateur rangés par ordre de puissance
croissante de s .

REMARQUE :

a) Il faut le même nombre de valeurs perforées pour le numé-
rateur et le dénominateur ; compléter les cartes de celui qui a le degré
le plus faible avec 00 0000 0000*.b) Si l'on sort du programme de détermination de la fonction
de transfert, les cartes de sortie peuvent être utilisées directement.3° - Cartes donnant les valeurs de la pulsation ou de la fréquence

- Ne sont à fournir que dans le cas d'un pas non automatique.

- Si l'on ne se limite pas entre + 34 et -40 db, l'ordre est indifférent.

- Si l'on se limite entre + 34 et -40 db, perforer les pulsations ou les
fréquences par ordre de valeurs croissantes.- Si l'on donne la pulsation, les cartes sont les mêmes que celles utili-
sées dans le programme de détermination de la fonction de transfert.Mot 1 de chaque carte : $n = 0009\ 8888$ $n =$ numéro de la carte.4° - Cartes donnant les coefficients du réseau correcteurLe réseau à avance a pour équation $\frac{1 + T_1 s}{1 + \frac{T_1 s}{a}}$ Le réseau à retard $\frac{1 + \frac{T_2 s}{b}}{1 + T_2 s}$ Le réseau à avance retard $\frac{1 + T_1 s}{1 + \frac{T_1 s}{a}} \frac{1 + \frac{T_2 s}{b}}{1 + T_2 s}$

Mot 1 : 00 0000 0000* Mot test

Mot 2 : 00 0000 0000* Réseau à avance

00 0001 0000* Réseau à retard

00 0002 0000* Réseau à avance retard.

Mot 3 : T_1

Mot 4 : a

Mot 5 : T_2

Mot 6 : b

CARTES DE SORTIE

Mot 1 : Mot test

00 0001 0000* Fonction de transfert corrigée (ou fonction de tran-
sfert s'il n'y a pas de réseau correcteur).

Argument et Module

00 0002 0000* Fonction de transfert corrigée (ou fonction de tra-
nsfert s'il n'y a pas de réseau correcteur).

Parties réelle et imaginaire.

00 0003 0000* Fonction de transfert non corrigée.

Argument et Module.

00 0004 0000* Fonction de transfert non corrigée.

Parties réelle et imaginaire.

00 0005 0000* Réseau correcteur.

Argument et module.

00 0006 0000* Réseau correcteur.

Partie réelle et imaginaire.

Mot 2 : Gain statique en décibels.

REMARQUE :

Si le gain statique est égal à 1, la conversion en dé-
cibels ne donnera pas zéro mais un nombre très petit.

Mot 3 : Valeur de ω en virgule flottante.

Mot 4 : 00 0000 0000

Mot 5 : Valeur de l'argument ou de la partie réelle, suivant le Mot 1.

Mot 6 : Valeur du module (en db) ou de la partie imaginaire, suivant le Mot 1.

Mot 7 : 00 0000 0000

Mot 8 : Valeur de la fréquence.

REMARQUE :

Si la fonction de transfert est de la forme :

$$\frac{P_0 + P_1 s + \dots}{Q_0 + Q_1 s + \dots}$$

Le module, les parties réelles et imaginaires que nous obtenons sur les cartes sont ceux correspondant à :

$$\frac{1 + \frac{P_1}{P_0} s + \dots}{1 + \frac{Q_1}{Q_0} s + \dots}$$

Le gain statique $\frac{P_0}{Q_0}$ étant donné par le Mot 2.

LIMITATION DE PROGRAMMES

Le degré du numérateur et le degré du dénominateur, abstraction faite du pôle s^p doivent être tous deux inférieurs à 10.

CHAPITRE 3

DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT SOUS LA FORME D'UN RAPPORT DE DEUX POLYNOMES Programme DETFT

PERFORATION DES CARTES DONNEES SUR LE 026

Carte type 1

- Mot 1 : 000001000.
- Mot 2 : degré du numérateur (en adresse facteur cadrage 6).
- Mot 3 : degré du dénominateur (en adresse facteur cadrage 6) sans le pôle.
- Mot 4 : erreur tolérée (en virgule flottante).
- Mot 5 : nombre de points (en adresse facteur cadrage 6).
- Mot 6 : degré du pôle (en adresse facteur cadrage 6).

Carte type 2

cartes ω (voir opération d'entrée, sortie, marche des cartes).

Carte type 3

cartes R_K (voir opération d'entrée, sortie, marche des cartes).

Carte type 4

cartes I_K (voir opération d'entrée, sortie, marche des cartes).

Carte type 5

cartes W_{KL} (voir opération d'entrée, sortie, marche des cartes).

Taper tous les W_{KL} égaux à : 51 1 000 0000.

Carte type 6

cartes ω_K (voir opération d'entrée, sortie, marche des cartes).
Taper tous les ω_K égaux à : 51 1 000 0000.

Le mot 1 des cartes type 2, 3, 4, 5, 6, permet d'identifier le groupe et le numéro d'ordre de la carte. Les valeurs des différents coefficients seront perforées dans les mots suivants :

Mot 1 des cartes 2, 3, 4, 5, 6.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
cartes 2	a	0	0	0	0	0	0	0	0	0
cartes 3	a	0	0	0	0	0	0	0	0	0
cartes 4	a	0	0	0	0	0	0	0	0	0
cartes 5	a	0	0	0	0	0	0	0	0	0
cartes 6	a	0	0	0	0	0	0	0	0	0

a = numéro d'ordre de la carte $1 \leq a \leq n$, n étant le nombre total de cartes d'un même type.

REMARQUE :

1°) Les cartes ω_K , R_K et I_K seront complétées avec des zéros.
Les cartes W_{KL} seront complétées avec 51 1 00000000.

2°) Pour des raisons de commodité (voir §),

Il faut varier la couleur des cartes ; nous prendrons par exemple :

- la carte type 1 blanche,
- les cartes type 2, 3, 4, bleues,
- les cartes type 5 roses,
- les cartes type 6 jaunes,

MARCHE DU PROGRAMME

Le programme est en 7 mots par carte.

Première instruction : 1202.

Le paquet de cartes destiné à la perforation est de la même couleur que les cartes du type 6.

1°) faire lire à la machine le paquet de cartes qui a été tapé.

2°) Arrêt lecture : 70 1931 1302. Retirer définitivement la carte type 1.

Redonner le paquet de cartes à lire.

3°) Faire relire tout le paquet de cartes chaque fois que cela est nécessaire.

Pour chaque série de lecture, il y a une perforation.

4°) La machine perfora la n^{ième} carte. L'ordre de lecture affiché est alors 70 1951 1302. Ajouter les cartes du magasin de perforation à la suite du paquet à lire.

5°) Les points 3 et 4 alternent jusqu'à l'arrêt 70 0000 0000.

Ajouter les dernières cartes perforées au paquet de cartes à lire.

lire.

Remplacer les cartes vierges du magasin de perforation par des cartes de la couleur du type 5. Appuyer sur départ lecture.

6°) Faire lire tout le paquet de cartes chaque fois que nécessaire.

7°) Arrêt 01 0001 1347.

Sortir les cartes perforées par la machine et les échanger avec les cartes de type 5 qui sont dans le paquet de cartes à lire.

8°) Faire relire tout le paquet de cartes chaque fois que nécessaire.

9°) Arrêt 01 0001 1347. Se référer en 7.

10°) Arrêt 01 1234 1202.

Fin du calcul de la fonction de transfert. Les coefficients de celle-ci sont sur cartes dans le magasin de perforation.

Arrêts prédéterminés

01 0899 0887 : oubli lors de la première manipulation de cartes de retirer la carte type 1. Retirer celle-ci et faire relire tout le paquet de cartes.

70 1551 1602 : oubli de retirer les cartes du bac de perforation pour les ajouter au paquet de cartes à lire ; le faire et appuyer sur départ lecture. (Si éventuellement il n'y a que deux cartes, on peut faire lire la totalité ou une partie du paquet).

Si la machine s'arrête, "erreur distributeur" allumé au pupitre.

60 195n 0910 : oubli de compléter la dernière carte type 2 avec des zéros.

69 145n 1308 : oubli de compléter la dernière carte type 3 avec des zéros.

69 175n 1408 : oubli de compléter la dernière carte type 4 avec des zéros.

Dans ces trois cas, réparer l'oubli et repartir en 0887. (Il faudra faire relire tout le paquet de cartes).

REMARQUE :

Si l'on désire obtenir la réponse au bout d'un certain nombre d'itérations, quand on a l'arrêt 01 0001 1347 faire repartir la machine en 0998 qui commande la séquence de perforation des coefficients.

CHAPITRE 4

DETERMINATION D'UN RESEAU A AVANCE

Programme RESAV

FRAPPE DES CARTES SUR LA 026

1° - Cartes données générales

A - Mot 1 : 01 0000 0000* mot test.

Mot 2 : Pulsation de résonnance du système en boucle fermée.

Mot 3 : Valeur en décibel de la surtension admissible (en général 2,3 dB).

Mot 4 : Valeur en dB de la distance entre l'origine et le point à tangence verticale du contour à M dB soit y de la figure 1 (M = 2,3 y = 3,8599277*).

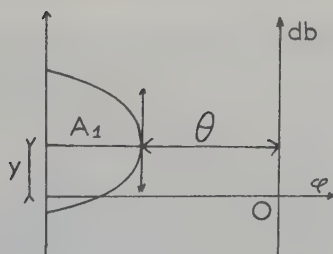


Figure 1.

CHAPITRE 5

DETERMINATION D'UN RESEAU A RETARD

Programme RESRET

FRAPPE DES CARTES SUR LA 026

1° - Cartes données générales

A - Mot 1 : 01 0000 0000* mot test

Mot 2 : Pulsation de résonnance du système en boucle fermée.

Mot 3 : Valeur en décibel de la surtension admissible (en général 2,3 dB).

Mot 4 : Valeur en dB de la distance entre l'origine et le point tangence verticale du contour à M dB soit y de la figure 1 (M = 2,3 y = 3,8599277*).

Mot 5 : Valeur de θ exprimée en degré (figure 1)

Si M = 2,3 dB $\theta = 129,88245^\circ$

Mot 6 : Valeur maximale tolérée pour le déphasage du réseau à la résonnance du système corrigé en boucle fermée. Cette valeur est donnée en degré (en général 5°).

Mot 7 : Degré du pôle à l'origine en virgule flottante.

Mot 8 : Degré du dénominateur de la fonction de transfert abstraction faite du pôle à l'origine en virgule fixe cadrage 6.

B - Mot 1 : 02 0000 0000* mot test

Mot 2 : 00 0000 0000 +

Mot 3 : Valeur en % de l'erreur tolérée pour la détermination des angles.

Mot 4 : Valeur en % de l'erreur tolérée pour la détermination de Kd.

Mot 5 : c'est la valeur de θ exprimée en degré (figure 1).

Si M = 2,3 dB $\theta = 129,88245^\circ$

Mot 6 : Degré du pôle à l'origine en virgule fixe cadrage 6.

Mot 7 : Degré du pôle à l'origine en virgule flottante.

Mot 8 : 00 000n 0000* degré du dénominateur de la fonction de transfert abstraction faite du pôle à l'origine en virgule fixe cadrage 6.

B - Mot 1 : 02 0000 0000* mot test.

Mot 2 : Valeur maximale tolérée pour a.

Mot 3 : Valeur en % de l'erreur tolérée pour la détermination des angles.

Mot 4 : Valeur en % de l'erreur tolérée pour Kd et π .

Mot 5 : Gain désiré en dB.

2° - Cartes donnant les coefficients de la fonction de transfert

Ces cartes sont les mêmes que celles utilisées à l'entrée du programme CALFT (Calcul de la fonction de transfert pour différentes valeurs de la pulsation).

CARTES DE SORTIE

I - Mot 1 : 00 0000 0000*

Mot 2 : 00 0000 0000*

Mot 3 : Valeur de π .

Mot 4 : Valeur de a.

Cette carte est directement utilisable à l'entrée du programme CALFT (Calcul de la fonction de transfert pour différentes valeurs de la pulsation).

II - Mot 1 : valeur de la pulsation de résonnance du système corrigé en boucle fermée.
Mot 2 : valeur du gain en dB du système corrigé.

Mot 5 : Blanc.

Mot 6 : Blanc.

Mot 7 : Gain désiré en dB.

Mot 8 : Valeur maximale tolérée pour τ .

2° - Cartes donnant les coefficients de la fonction de transfert

Ces cartes sont les mêmes que celles utilisées à l'entrée du programme CALFT (calcul de la fonction de transfert pour différentes valeurs de la pulsation).

CARTES DE SORTIE

A - Mot 1 : 00 0000 0000+

Mot 2 : 00 0001 0000+

Mot 3 : 00 0000 0000+

Mot 4 : 00 0000 0000+

Mot 5 : Valeur de τ .

Mot 6 : Valeur de b.

B - Mot 2 : Valeur du gain du système corrigé.

Mot 5 : Valeur de la pulsation de résonnance du système corrigé en
boucle fermée.

Mot 6 : Valeur du déphasage du réseau à la résonnance du système cor-
rigé en boucle fermée.

BIBLIOGRAPHIE

- E.C. LEVY - "Complex curve fitting" I.R.E. Transactions on automatic control (Mai 1959 Vol. AC 4 pp 37-44).
- C.K. SANTHANAN et J. KOERNER - "Transfer functions synthesis as a ratio of two complex polynomials" I.E.E. Transactions on automatic control (Janvier 1963, pp 56-58)
- HOUGEN et WALSH Chemical Engineering Process (Vol. 57 n° 3 Mars 1961)
- C. LANCZOS - "Applied analysis" Prentice Hall Inc. 1961
- A. ANGOT - Complément de Mathématiques. Edition de la revue d'Optique 1961.
- NASLIN - Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires. Dunod 1962.
- J.C. GILLE ; M. PELLEGRIN ; P. DELCAUNE - "Théorie et techniques des asservissements". Dunod.
- B.C. KUO - "Automatic control systems" Prentice Hall.
- THALER et BROWN - "Analysis and design of feedback control system" M.I.T.
- J. BASS - "Cours de Mathématiques - Masson et Cie
- H. MINEUR - "Technique de calcul numérique" - Librairie Polytechnique Ch. Béranger. 1952.

Deuxième Thèse

Propositions données par la Faculté

LA COMMANDE AUTOMATIQUE DES HAUTS FOURNEAUX

VU

Le Directeur de Thèse

R. MEZENCEV

VU

Le Président du Jury

R. MEZENCEV

VU et APPROUVE et PERMIS d'IMPRIMER

Nantes, le

9 OCT. 1967

Le Doyen de la Faculté des Sciences

G. BRILLOUET

